

Р. РИХТЕР

# ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ



ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

Р. РИХТЕР

# ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Том V

## КОЛЛЕКТОРНЫЕ МАШИНЫ ОДНОФАЗНОГО И МНОГОФАЗНОГО ПЕРЕМЕННОГО ТОКА. РЕГУЛИРОВОЧНЫЕ АГРЕГАТЫ

*Перевод с немецкого  
В. В. Прусс-Жуковского и И. Н. Прусс-Жуковской  
под общей редакцией  
академика М. П. КОСТЕНКО*



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО  
МОСКВА 1961 ЛЕНИНГРАД



# ELEKTRISCHE MASCHINEN

VON

Dr.-Ing. RUDOLF RICHTER

Fünfter Band

*Пятый, заключительный том капитального труда Рудольфа Рихтера «Электрические машины» делится на три части.*

*В первой части излагаются вопросы теории различных типов однофазных коллекторных машин переменного тока, их проектирования и испытания. Вторая часть посвящена рассмотрению основных типов многофазных коллекторных машин. В третьей части рассматриваются регулировочные агрегаты с асинхронными машинами в качестве главных машин и коллекторными машинами в качестве вспомогательных машин.*

*Как и предыдущие тома, книга может быть рекомендована как пособие для студентов электромеханических вузов и факультетов и в качестве справочника для инженеров электромашиностроительных заводов и электротехнических проектных и исследовательских организаций.*

*Р. Рихтер*

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Том V

Редактор В. В. Прусс-Жуковский

Техн. редактор Е. М. Соболева

Сдано в производство 21/X 1960 г. Подписано к печати 8/VI 1961 г. М-37774. Печ. л. 39,5. Уч.-изд. л. 42,9. Бум. л. 14,75. Формат 60×90<sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Заказ 1423. Тираж 12 000. Цена 3 р. 10 к.

Ленинградский Совет народного хозяйства. Управление полиграфической промышленности. Типография № 1 «Печатный Двор» имени А. М. Горького. Ленинград, Гатчинская, 26.

---

## ПРЕДИСЛОВИЕ К РУССКОМУ ПЕРЕВОДУ

Последний, пятый том капитального труда профессора Рудольфа Рихтера «Электрические машины» посвящен коллекторным машинам однофазного и многофазного переменного тока и регулировочным агрегатам из асинхронных машин с коллекторными машинами в качестве вспомогательных машин.

Целесообразность перевода этой книги на русский язык определяется не только наличием переводов предыдущих четырех томов, но, главным образом, содержанием самой книги — одного из немногих фундаментальных трудов, посвященных этому интересному и своеобразному классу электрических машин, обладающих в ряде случаев весьма ценными свойствами.

К достоинствам книги следует отнести богатство теоретического материала, хорошо иллюстрированного числовыми примерами, широкое обобщение методов анализа рабочих свойств разнообразных типов машин и отдельных процессов в них, характерное и для предыдущих томов. Значительный интерес представляют также указания по проектированию отдельных типов машин, приведенные данные испытаний и их методика.

С большой полнотой в книге рассмотрены однофазные коллекторные машины. Достаточно подробно изложены основные типы многофазных коллекторных машин переменного тока. Менее подробно рассмотрены регулировочные агрегаты, число различных типов которых в настоящее время весьма велико.

Следует отметить, что книга написана, главным образом, по материалам исследований немецких авторов и на основе опыта производства германских заводов периода до 1945 года.

Ряд существенных работ в области коллекторных машин переменного тока других авторов, в частности советских исследователей как послевоенного, так и довоенного периода, не нашли отражения в настоящей книге.

В отличие от переводов предыдущих томов, было признано нецелесообразным снабжать книгу многочисленными редакционными примечаниями, пытаясь восполнить этим отмеченное выше недостаточное знакомство автора с работами не немецкого происхождения. Подобные примечания привели бы к значительному уве-

личению объема книги даже при весьма лаконичном, а потому недостаточно исчерпывающем изложении. Во всех случаях лишь имелось стремление получить возможно более точное соответствие перевода оригиналу. При этом только был выполнен труд по исправлению ряда опечаток, имеющих в немецком издании книги.

Поскольку, однако, за время с 1945 года до издания настоящего перевода книги в практическом выполнении однофазных тяговых двигателей как при частотах  $16\frac{2}{3}$  и 25 гц, так и при частоте 50 гц были достигнуты кардинальные успехи, необходимо было все же сделать несколько кратких примечаний во избежание недостаточной информации читателей. Такие примечания приведены в тексте книги и отмечены звездочкой (\*). В связи с этими примечаниями несколько дополнен список литературы, ссылки на которую даны в квадратных скобках с добавлением буквы Р, например [РЛ. 1].

При переводе пришлось в известной мере отойти от терминологии, принятой в настоящее время в нашей электротехнической литературе. Это явилось следствием двух основных причин. Во-первых, в ряде случаев автор пользуется оригинальными терминами, сокращающими запись и имеющими специфическое смысловое значение, замена которых распространенными определениями приводила бы к удлинению записи или даже некоторому искажению смысла (хордовые щетки, трехщеточное включение, поворотный трансформатор, кривая возбужденного поля и др.). Во-вторых, приходилось считаться с терминологией, принятой в переводах предыдущих четырех томов, на которые имеются многочисленные ссылки (полный ток, железо, дроссель, э. д. с. покоя и др.).

Как и в переводах первых томов, все буквенные обозначения сохранены строго соответствующими оригиналу. Без изменения также оставлены все рисунки. Наоборот, единицы измерения заменены русскими обозначениями.

Все ссылки на страницы т. I, II, III и IV отнесены к русским переводам этих томов.

Настоящую книгу, как и предыдущие тома, можно рекомендовать в качестве пособия для студентов старших курсов электромеханических вузов и факультетов и как справочник для инженеров электромашиностроительных заводов и электротехнических исследовательских и проектных организаций.

*Академик М. П. Костенко  
Инж. В. В. Прусс-Жуковский*

---

## ИЗ ПРЕДИСЛОВИЯ АВТОРА

Том пятый, которым завершается собрание трудов по электрическим машинам, в большей части был подготовлен к печати еще в начале 1945 г., но был уничтожен в типографии со всеми матрицами во время бомбардировки. В новом издании он представлен без значительных изменений. Пятый том содержит однофазные (разд. I) и многофазные (разд. II) коллекторные машины, а также регулировочные агрегаты с асинхронными машинами в качестве главных машин (разд. III).

В вводных разделах IA и IIA сначала рассматривается якорь с коллектором в переменном поле и вращающемся поле. При этом излагаются принципы действия и основы расчета машин. Последующие разделы посвящены различным типам машин. Далее идут исследования самовозбуждения и, наконец, как в остальных томах, разделы об экспериментальном исследовании и проектировании. Как в вводных разделах A, так и при рассмотрении различных типов машин особое внимание обращается на уменьшение искрения.

При рассмотрении однофазных машин (разд. I) на первый план ставится последовательный двигатель, с точки зрения его применения для магистральных железных дорог. Большинство примеров расчета относится к этому двигателю при частоте сети  $16 \frac{2}{3}$  гц. Но, кроме того, так же подробно рассматриваются другие типы машин, как, например, репульсионные двигатели с их модификациями, последовательные — репульсионные двигатели и машины с шунтовыми характеристиками. Для репульсионных двигателей сначала дается упрощенный расчет относительных значений скорости вращения, токов и вращающего момента, при котором пренебрегается падением напряжения. Тогда рабочие характеристики не зависят от габарита машин и обмоточных данных и имеют обобщенный характер. Затем указывается влияние падения напряжения и реакции токов в короткозамкнутых щетками секциях ротора и

как различные влияния могут учитываться при уточненном расчете. Расчетные значения на примерах сравниваются с измеренными.

Подобное же распределение материала имеется и у многофазных машин в разделе II. Рассматриваются машины последовательные шунтовые машины со статорным и роторным питанием, а также шунтовые машины с особой обмоткой возбуждения. Здесь также вначале приводится упрощенный расчет и на примерах уточненный расчет сравнивается с опытными данными.

В разделе III (регулирующие агрегаты) прежде всего говорится о вспомогательных машинах, входящих в регулирующие агрегаты, и затем рассматриваются регулирующие агрегаты для получения реактивного тока, для регулирования скорости вращения и регулирования мощности, связи сетей и т. д.

В указатель литературы вошли только те из опубликованных после 1944 г. изданий, которые были доступны автору.

*Рудольф Рихтер*

Карлсруэ, октябрь 1949 г.

# ОГЛАВЛЕНИЕ

## I. ОДНОФАЗНЫЕ КОЛЛЕКТОРНЫЕ МАШИНЫ

	Стр.
<b>А. Якорь с коллектором в переменном поле . . . . .</b>	<b>16</b>
1. Токораспределение в якоре . . . . .	—
а. Диаметральная обмотка с диаметрными щетками (16). б. Диаметральная обмотка с хордовыми щетками (17). с. Хордовая обмотка (17). d. Кривые возбужденного поля и э. д. с. коммутации (19).	
2. Э. д. с. индуктируемые в якоре . . . . .	21
а. Э. д. с. вращения в обмотке якоря (21). б. Э. д. с. покоя в обмотке якоря (22). с. Э. д. с. в части обмотки между смежными коллекторными пластинами (23). d. Соотношение между $\mathcal{E}_R$ и $E_B \equiv E$ (25). е. Предельное значение напряжения между пластинами (26).	
3. Правила направлений . . . . .	27
а. Фазы э. д. с. (27) б. Стрелки (29). с. Изображение схем (29). d. Вращающий момент (30).	
4. Вращающий момент . . . . .	31
5. Магнитные характеристики . . . . .	33
6. Определение изменений во времени величин переменного тока у последовательного двигателя . . . . .	35
а. Метод (35). б. Примеры (37).	
7. Процессы в короткозамкнутых щетками секциях якоря . . . . .	39
а. При неподвижном якоре (39). б. Э. д. с. покоя при вращающемся якоре (44). с. Э. д. с. коммутации (48). d. Результирующая э. д. с. (51). е. Искрение под щетками при переменном токе (52.)	
8. Компенсация э. д. с. покоя и коммутации . . . . .	52
а. Обмотка добавочных полюсов, питаемая постоянным напряжением, для компенсации $\mathcal{E}_R$ (53). а. Машины независимого возбуждения (53). б. Последовательные машины (54). б. Компенсация э.д.с. $\mathcal{E}_w$ при шунтовых обмотках добавочных полюсов (55). с. Разделительный трансформатор (56) d. Сопротивление, параллельное последовательной обмотке добавочных полюсов (58). е. Обмотка добавочных полюсов большого активного сопротивления, параллельная главной обмотке возбуждения (59).	
9. Потери в железе . . . . .	60
а. Круговое вращающееся поле (60). б. Пульсирующее поле и эллиптическое вращающееся поле (61). с. Расчет потерь на вихревые токи (62). d. Потери на гистерезис (64). е. Практический расчет потерь в железе (64).	
<b>В. Однофазный последовательный двигатель . . . . .</b>	<b>66</b>
1. Основная конструкция . . . . .	—
2. Фазовый угол между током якоря и потоком возбуждения . . . . .	67
3. Характеристики последовательного двигателя . . . . .	68
а. Схема и диаграмма напряжений (68). б. Круговая диаграмма (70). с. Расчет рабочих характеристик (71).	



4. Последовательный двигатель со сдвинутым по фазе коммутирующим полем . . . . .	73
а. Реактивное сопротивление, параллельное обмотке якоря (73). б. Шунтовая обмотка добавочных полюсов на щетках якоря (74). с. Обмотка шунтовых добавочных полюсов на постоянном напряжении регулировочного трансформатора (76). д. Компенсационная обмотка в качестве обмотки шунтовых добавочных полюсов (78). е. Сопротивление, параллельное обмотке последовательных добавочных полюсов (80). з. Сопротивление, параллельное некомпенсирующей части обмотки добавочных полюсов (81). й. Сопротивление, параллельное всей обмотке добавочных полюсов (83). ф. Обмотка добавочных полюсов большого активного сопротивления, параллельная обмотке возбуждения (84). а. Нормальная обмотка $W$ добавочных полюсов (85). б. Усиленная обмотка $W$ добавочных полюсов (86). г. Выводы (86).	
5. Уменьшение вредного влияния э. д. с. покоя $\mathcal{E}_R$ . . . . .	90
а. Ослабление потока возбуждения при пуске (90) б. Характеристики и уничтожение искрения при схемах по фиг. 45, а до с (91). с. Наложение постоянного тока (93). д. Добавочный вращающий момент от токов короткого замыкания (94). е. Расслоенные щетки (97).	
6. Влияние высших гармонических на искрение под щетками . . . . .	100
<b>С. Последовательный двигатель двойного питания . . . . .</b>	<b>101</b>
1. Схема и диаграмма напряжений . . . . .	—
2. Включения обмотки возбуждения . . . . .	104
3. Регулирование скорости вращения . . . . .	107
а. Уравнение для компенсации э. д. с. покоя $\mathcal{E}_R$ (107). з. Регулирование напряжения якоря $U_A$ при постоянном напряжении $U_K$ (109). й. Регулирование напряжения $U_K$ на статорной обмотке $K$ при постоянном напряжении $U_A$ (109). г. Регулирование при постоянном напряжении $U$ (110). б. Схемы регулирования (110).	
4. Уничтожение искрения . . . . .	114
а. Обмотка возбуждения в цепи якоря (114). б. Обмотка возбуждения в первичной цепи трансформатора (117).	
5. Практическое применение схем регулирования по фиг. 68, а до $i$ . . . . .	118
<b>Д. Репульсионные двигатели . . . . .</b>	<b>119</b>
1. Репульсионные двигатели с постоянным положением щеток . . . . .	—
а. Обзор (119). б. Возбуждение током ротора (120). с. Возбуждение током статора (124).	
2. Регулирование посредством сдвига щеток . . . . .	125
а. Поле в воздушном зазоре (125). б. Направление вращения (127). с. Э. д. с. и уравнения напряжений (128). д. Уравнения токов (130) е. Вращающий момент (130)	
3. Рабочие характеристики при регулировании посредством сдвига всех щеток . . . . .	131
а. В пренебрежении падениями напряжения (131). б. Данные двигателя для примера (132) с. Рабочие характеристики с учетом падений напряжения (133). д. Геометрические места (135). е. Э. д. с. искрения (137).	
4. Уточненный расчет рабочих характеристик . . . . .	139
а. Сравнение рабочих характеристик рассчитанных по разд. 3с. с опытными характеристиками (139). б. Составление уравнений с учетом насыщения (142). с. Определение $X_{1d}$ и $X_{E\delta}$ (145). д. Влияние токов короткого замыкания (147). е. Сводка результатов (149).	
5. Регулирование посредством сдвига только одного щеточного устройства при двойных щетках . . . . .	150
а. Схема (150). б. Рабочие характеристики (151). с. Уничтожение искрения (153).	
6. Компенсированный репульсионный двигатель . . . . .	155
а. Схема (155). б. Уравнения напряжений и вращающий момент (156). с. Уничтожение искрения (158).	
7. Репульсионно-асинхронный двигатель . . . . .	159
<b>Е. Однофазные машины с шунтовыми свойствами . . . . .</b>	<b>—</b>
1. Машины с независимым возбуждением . . . . .	160
а. $\dot{U}$ и $\dot{E}$ совпадают по фазе (161). б. $\dot{E}$ и $\dot{I}$ совпадают по фазе (163). с. Фазовый угол между $\dot{I}$ и $\dot{U}$ (164). д. Средства для компенсации реактивного сопротивле-	

ния в цепи якоря (167). е. Средства для изменения фазового угла между $\dot{U}_E$ и $\dot{U}$ с нагрузкой (170).	
2. Питание машины от одной однофазной сети с преобразователем Арно. . . . .	174
а. Принципиальная схема и принцип действия преобразователя (175). б. Последовательный трансформатор для улучшения условий работы (176). с. Совпадение по фазе между $\dot{I}$ и $\dot{E}$ (178). d. $\dot{I}$ не в фазе с $\dot{E}$ (180). е. Расчет последовательного трансформатора (180). f. Отношение $\omega_1/\omega_A$ при регулировании (181). g. Уничтожение искрения (182). h. Компаундирование (182).	
3. Вспомогательная коллекторная машина в качестве фазопреобразователя. . . . .	183
4. Питание обмотки возбуждения от той же сети, что и обмотки якоря, без вспомогательной машины. . . . .	184
а. Мостовая схема обмотки возбуждения (184). б. Конденсатор в цепи возбуждения (184). с. Автоматическое регулирование потока возбуждения с нагрузкой (189). d. Регулирование потока возбуждения при помощи реле (190).	
5. Замечания по автоматическому регулированию фазы. . . . .	190
6. Компенсированный репульсионный двигатель в шунтовой схеме. . . . .	191
а. Схема, токи, вращающий момент (191). б. Пример (193). с. Регулирование скорости вращения (195).	
<b>Г. Явления самовозбуждения и генераторный режим. . . . .</b>	<b>196</b>
1. Обычная последовательная машина. . . . .	—
а. Двигательный режим (196). б. Генераторный режим (198).	
2. Самовозбужденные колебания. . . . .	199
а. Последовательная машина с индуктивной связью цепей якоря и возбуждения (199). б. Критерий по определителю Гурвица (201). с. Комплексный метод записи (203). d. Комплексная круговая частота (203).	
3. Двигательный и генераторный режимы при схеме по фиг. 141. . . . .	205
4. Репульсионные машины. . . . .	206
5. Машины двойного питания. . . . .	208
а. Возбуждение током якоря (208). б. Возбуждение током статора (209).	
6. Машины с независимым и шунтовым возбуждением. . . . .	211
а. Независимое возбуждение (211). б. Шунтовое возбуждение (212). с. Конденсатор в цепи возбуждения (212).	
7. Влияние токов частоты сети. . . . .	214
а. Последовательная машина (214). б. Репульсионная машина со специальной обмоткой возбуждения (216). с. Репульсионная машина с регулированием посредством сдвига щеток (218).	
8. Самовозбуждение при неточной установке щеток. . . . .	219
а. Причина самовозбуждения (219). б. Выбор сопротивления в цепи якоря у машин с независимым и шунтовым возбуждением (221).	
9. Самовозбуждение внутри машины. . . . .	223
<b>Г. Схемы электрического торможения. . . . .</b>	<b>—</b>
1. Виды электрического торможения. . . . .	—
2. Реостатное торможение. . . . .	225
а. Торможение коротким замыканием при постоянном токе (225). б. Торможение коротким замыканием при переменном токе (226).	
3. Торможение противовключением. . . . .	227
4. Рекуперативное торможение. . . . .	228
а. Числовой пример рекуперативного торможения с последовательным трансформатором (229). б. Схема Бен-Эшенбурга (232). с. Схема Мирова (234). d. Схемы с шунтовыми свойствами (236).	
<b>Н. Экспериментальные исследования. . . . .</b>	<b>237</b>
1. Испытания по REB. . . . .	—
2. Регулировка поля добавочных полюсов. . . . .	238
а. Составляющая для компенсации $\mathcal{E}_W$ (238). б. Составляющая для компенсации $\mathcal{E}_R$ (239). с. Разделение искрения под щетками от $\mathcal{E}_R$ и $\mathcal{E}_W$ (241).	

3. Измерение остаточных напряжений . . . . .	242
а. Посредством осциллографирования тока короткого замыкания (242). б. Посредством измерения напряжения на вспомогательных щетках (242). с. Измерение износа щеток (243).	
4. Определение $I'_k$ у репульсионного двигателя . . . . .	243
<b>Ж. Проектирование . . . . .</b>	<b>244</b>
1. Тяговые двигатели $16\frac{3}{4}$ гц . . . . .	—
а. Диаграммы мощностей (245). б. Основные размеры (246). с. Коллектор (247). д. Пазы якоря и расположение проводников (248). е. Якорь и изоляция (249). ф. Обмотка якоря и э. д. с. коммутации (250). г. Статор (254). и. Пазы статора и расположение проводников (257). л. Нагревание и вентиляция (259). к. Мощность на пару полюсов (260).	
2. Добавочные потери в меди . . . . .	260
а. Обмотки статора и якоря (260). б. Расчет добавочных потерь в меди (261). с. Примеры (263). д. Подразделенный проводник (265).	
3. Тяговый двигатель для 50 гц . . . . .	268
4. Репульсионные двигатели . . . . .	270
<b>К. Пример расчета тягового двигателя <math>16\frac{3}{4}</math> гц . . . . .</b>	<b>272</b>
1. Основные размеры . . . . .	—
2. Обмотка якоря . . . . .	274
а. Пазы и обмотка (274). б. Э. д. с. коммутации (274).	
3. Обмотка статора и пазы статора . . . . .	276
4. Магнитная характеристика главной цепи . . . . .	—
а. Цепь якоря без тока (276). б. Влияние тока в цепи якоря (279). с. Сопоставление (279). д. Кривая поля (280).	
5. Цепь добавочных полюсов . . . . .	281
а. Кривая поля (281). б. Магнитная характеристика (284).	
6. Активные сопротивления . . . . .	285
а. Сопротивления постоянному току (285). б. Отношения сопротивлений (287). с. Активные сопротивления в цепи двигателя (288).	
7. Реактивные сопротивления . . . . .	288
а. Обмотки добавочных полюсов (288). б. Компенсационная обмотка (289). с. Обмотка возбуждения (290). д. Обмотка якоря (290). е. Общее реактивное сопротивление в цепи двигателя (290).	
8. Расчеты в предыдущих разделах . . . . .	291
9. Улучшения двигателя . . . . .	292
а. Добавочные полюсы (292). б. Главные полюсы (293).	

## II. МНОГОФАЗНЫЕ КОЛЛЕКТОРНЫЕ МАШИНЫ

<b>А. Ротор с коллектором во вращающемся поле . . . . .</b>	<b>294</b>
1. Коллектор как преобразователь частоты . . . . .	—
2. Распределение токов в роторе . . . . .	295
а. Основные включения щеток (295). б. Трехщеточное включение при диаметральной обмотке (296). с. Трехщеточное включение при хордовой обмотке (298). д. Шестищеточное включение с диаметральными щетками (299). е. Шестищеточное включение с хордовыми щетками (301). ф. Двенадцатищеточное включение (с хордовыми щетками) (304). г. Компенсационная обмотка (305).	
3. Роторная обмотка Латура . . . . .	307
4. Эквивалентная обмотка . . . . .	310
а. Число витков и обмоточный коэффициент (310). б. Активное сопротивление (311). с. Реактивное сопротивление рассеяния (312).	
5. Полный ток и линейная нагрузка коллекторной обмотки . . . . .	312
6. Э. д. с., индуцируемая в коллекторной обмотке вращающимся полем . . . . .	313
а. Высшие гармонические вращающегося поля (313). б. Однофазное щеточное устройство с диаметральными щетками (314). с. Трехщеточное включение (315). д. Шести- и двенадцатищеточное включения (315).	

7. Процессы в секциях ротора, перекрытых щетками . . . . .	315
а. Э. д. с. $\mathcal{E}_{R_1}$ , индуктированная основной гармонической вращающегося поля (315). б. Э. д. с. коммутации (316). в. Трехщеточное включение (317). г. Шестищеточное включение (319). д. Выводы и заключения (321). е. Результирующая э. д. с. (323).	
8. Влияние высших гармонических . . . . .	327
а. Вызванные распределением обмотки при отсутствии тока в роторе (327). б. Влияние тока ротора (330). в. Другие коллекторные машины (335). г. Высшие гармонические, вызванные явлением насыщения (336).	
9. Устройства для улучшения уничтожения искрения . . . . .	337
а. Выбор обмотки (337). б. Демпферные обмотки (339). в. Добавочные полюсы у машин с вращающимся полем (343).	
10. Реактивные сопротивления рассеяния многофазных коллекторных машин . . . . .	346
а. Лобовое и пазовое рассеяния при неподвижном роторе (346). в. Трехщеточное включение (347). г. Шестищеточное включение с диаметрально расположенным (347). б. Рассеяние в зазоре при неподвижном роторе (348). г. Двойкоцепленное рассеяние при неподвижном роторе (349). д. Вращающийся ротор (352). е. Выводы (354).	
11. Соотношения между $E_D$ и $\mathcal{E}_{R_1}$ . . . . .	355
12. Вращающий момент . . . . .	357
а. Вызванный токами через щетки (357). б. Вызванный токами короткого замыкания (359). в. Вызванный током потерь $I_{\sigma_2}$ (360).	
<b>В. Трехфазный последовательный двигатель . . . . .</b>	<b>361</b>
1. Схемы . . . . .	—
2. Полный ток и вращающий момент . . . . .	364
а. Коэффициент трансформации и диаграмма полных токов (364). б. Направление вращения и вращающий момент (366).	
3. Диаграмма напряжений . . . . .	367
а. Э. д. с. статора и ротора (367). б. Фазовый угол $\psi$ и коэффициент мощности (369).	
4. Упрощенный расчет характеристик при регулировании сдвигом всех щеток . . . . .	371
а. Вывод уравнений (371). б. Характеристики по уравнениям в разд. а (372). в. Устойчивость двигателя и коэффициент мощности (375).	
5. Учет факторов, которыми пренебрегалось . . . . .	377
а. Падения напряжения (377). б. Магнитная характеристика двигателя (378). в. Намагничивающий ток промежуточного трансформатора (379). г. Потери в железе и реакция токов короткого замыкания (381). д. Характеристики с учетом факторов, которыми пренебрегалось (382).	
6. Геометрические места токов . . . . .	384
7. Регулирование сдвигом только одного щеточного устройства при двойных щетках . . . . .	385
а. Полностью устойчивый двигатель (385). б. Учет магнитной характеристики и падений напряжения (386). в. Сравнение с опытом (388). г. Влияние промежуточного трансформатора (390).	
8. Уничтожение искрения . . . . .	390
а. В пренебрежении высшими гармоническими (390). б. Влияние высших гармонических (392).	
<b>С. Шунтовая машина со статорным питанием без особой обмотки возбуждения . . . . .</b>	<b>395</b>
1. Регулирование с помощью трансформатора . . . . .	—
а. Схема (395). б. Диаграмма напряжений (397). в. Уравнения напряжений (400).	
2. Геометрические места токов . . . . .	401
а. Ток ротора (401). б. Ток статора (404). в. Вращающий момент и перегрузочная способность (405). г. Общий ток сети (406).	
3. Характеристики . . . . .	407
а. Упрощенный расчет (407). б. Уточненный расчет (408). в. Выбор и влияние фазы $\vec{U}_{s0}$ (412). г. Влияние вспомогательной обмотки статора, включенной в роторную цепь (416).	

4. Регулирование при помощи ступенчатого трансформатора . . . . .	417
а. Включение ступенчатого трансформатора (417). б. Сопоставление расчета с опытом (420). с. Ход расчета для заданной скорости вращения (422).	
5. Регулирование с помощью поворотного трансформатора . . . . .	423
а. Схемы (423). б. Данные для сравнения в разд. с (427). с. Сравнение расчета с опытом (429).	
6. Регулирование без трансформатора . . . . .	433
а. Схема (433). б. Характеристики (434). с. Регулировка $\omega$ и $b$ (437).	
7. Автоматическая регулировка наиболее благоприятной фазы тока ротора . . . . .	438
а. Компенсация реактивного сопротивления рассеяния (438). б. Поворот фазы (439).	
<b>Д. Шунтовая машина с роторным питанием . . . . .</b>	<b>439</b>
1. Схема . . . . .	—
2. Устройство для установки щеток . . . . .	442
а. Устройство для установки составляющих для регулирования скорости вращения и реактивного тока (442). б. Щетки при наименьшей и наибольшей скоростях вращения в диаметральной позиции (443). с. Щетки при наименьшей и наибольшей скоростях вращения в хордовом положении (445).	
3. Уравнения напряжений . . . . .	446
4. Геометрические места токов . . . . .	447
5. Характеристики . . . . .	450
а. Упрощенный расчет (450). б. Уточненный расчет (452).	
6. Сравнение с опытом . . . . .	452
а. Двигатель для расчетного примера (452). б. Коэффициенты трансформации и сопротивления (452). с. Сравнение рассчитанных реактивных сопротивлений с измеренными (454). d. Сравнение расчетных и опытных характеристик (455).	
<b>Е. Шунтовая машина с особой обмоткой возбуждения . . . . .</b>	<b>457</b>
1. Регулирование в цепи якоря . . . . .	—
а. Схема и основные свойства (457). б. Уравнения напряжений и расчет характеристик (458). с. Положение регулировочного трансформатора (461).	
2. Регулирование в цепи возбуждения . . . . .	464
3. Автоматическое регулирование наилучшей фазы тока ротора . . . . .	465
<b>Г. Компенсированные асинхронные машины . . . . .</b>	<b>466</b>
1. Машины со статорным питанием . . . . .	467
2. Машины с роторным питанием . . . . .	468
<b>Г. Самовозбуждение у многофазных машин . . . . .</b>	<b>—</b>
1. Основной процесс . . . . .	—
2. Установившийся режим . . . . .	471
а. Последовательная машина (471). б. Шунтовая машина (474).	
3. Самовозбуждение полями утроенного числа полюсов . . . . .	476
4. Рекуперация . . . . .	477
5. Самостоятельный генератор переменной частоты . . . . .	479
<b>Н. Экспериментальное исследование . . . . .</b>	<b>480</b>
1. Определение фазовых углов между временными векторами . . . . .	—
2. Определение фаз, осей обмоток и коэффициентов трансформации . . . . .	481
а. Измерением мощности (481). б. Простыми измерениями напряжений (482). с. С помощью поворотного трансформатора (483). d. С помощью вибрационного контактного выпрямителя (483). e. Коэффициент трансформации (484).	
3. Определение $X_{L\sigma 0}$ . . . . .	484
4. Добавочные вращающие моменты $M_k$ и $M_{v2}$ . . . . .	487
а. Из полезного момента и измерения мощности (488). б. Из двух измерений мощности (490). с. При разомкнутой цепи ротора (493).	

<b>Ж. Проектирование</b> . . . . .	494
1. Основные размеры . . . . .	—
а. Средний удельный момент (494). б. Линейная нагрузка и мощность на пару полюсов (497). с. Длина скользящей поверхности коллектора (497).	
2. Шунтовые машины с роторным питанием . . . . .	498
а. Основные размеры, $B_1$ (498). б. Мощность на пару полюсов (500). с. Пазы (500). д. Первичная обмотка (501). е. Регулировочная обмотка и коллектор (502). ф. Вторичная обмотка (503).	
3. Шунтовые машины со статорным питанием . . . . .	504
а. Основные размеры, $B_1$ (504). б. Мощность на пару полюсов (506). с. Обмотка и коллектор (506). д. Пример для особого случая (508).	
4. Последовательные машины . . . . .	509
а. Основные размеры, $B_1$ (509). б. Остальное проектирование (511).	
5. Пусковые устройства . . . . .	512

### III. РЕГУЛИРОВОЧНЫЕ АГРЕГАТЫ

<b>А. Вспомогательные машины</b> . . . . .	515
--	-----

1. Фазокомпенсаторы . . . . .	—
а. Фазокомпенсатор с собственным возбуждением (515). б. Фазокомпенсатор с самовозбуждением (517).	
2. Последовательная машина Гейланда . . . . .	518
3. Преобразователь частоты (FW) . . . . .	—
а. Преобразователь частоты (с независимым возбуждением) без стартовой обмотки (518). б. FW как самостоятельная машина (520). с. Компенсированный FW (521).	
4. Машина без явления вращения поля . . . . .	523
а. Машина с 6р выступами (523). б. Машина Лидала и Шербнуса (525).	

<b>В. Геометрические места токов IM</b> . . . . .	530
---	-----

1. Эквивалентная схема . . . . .	—
2. Геометрическое место тока $-I'_2$ . . . . .	531
а. Скорость вращения НМ не зависит от скольжения IM (531). б. $U'_2$ зависит от скорости вращения IM (532).	

<b>С. IM с НМ; дающими реактивный ток</b> . . . . .	533
---	-----

1. НМ, зависящие от тока ротора IM . . . . .	—
а. Фазокомпенсатор с собственным возбуждением в качестве НМ (533). б. Последовательная НМ (538). с. Фазокомпенсатор с самовозбуждением (543). д. Вибратор Каппа (543).	
2. Н. М, не зависящие от тока ротора . . . . .	543
а. Преобразователь частоты (FW) в качестве НМ (543). б. НМ, возбуждаемая от преобразователя частоты (546). с. Шунтовая НМ (547).	
3. Схемы для получения добавочного скольжения (компаундирование) . . . . .	551
а. Последовательная машина в качестве НМ (551). б. Преобразователь частоты в качестве НМ с компаундирующим трансформатором (555). с. Шунтовая машина в качестве НМ с добавочной последовательной обмоткой (558). д. НМ со смешанным шунтовым возбуждением (559).	

<b>Д. Регулирование скорости вращения</b> . . . . .	560
---	-----

1. Привод НМ . . . . .	561
2. Геометрические места $-I'_2$ . . . . .	563
3. Преобразователь частоты в качестве НМ . . . . .	566
а. Приложенное напряжение $U'_2$ (566). б. Соединение преобразователя частоты с IM (567). с. Плавное регулирование скорости вращения (569).	



4. Регулирование с помощью НМ со статорным питанием при одно- стороннем регулировании скорости вращения . . . . .	570
а. Схема (571). б. Холостой ход (571). с. Влияние активного сопротивления в цепи возбуждения (578). d. Нагрузка (580). е. Регулировочный агрегат с компаундными свойствами IM (583).	
5. Регулировочные агрегаты с НМ со статорным питанием для двух- стороннего регулирования скорости вращения . . . . .	584
а. С возбуждающим трансформатором (584). б. Без возбуждающего трансформа- тора (587). с. С особой возбуждающей машиной для НМ (591).	
6. НМ с питанием со статора с большим дросселем в первичной цепи FW . . . . .	591
<b>Е. Регулирование мощности . . . . .</b>	<b>592</b>
1. Понятие и применение . . . . .	—
а. Понятие (592). б. Связь двух сетей переменного тока (593). с. Другие приме- нения (594).	
2. Регулирование с помощью НМ без автоматического механического регулятора . . . . .	594
а. Принцип Зейца (595). б. Осуществление принципа (596). Схема Зейца (596). d. Ограничение наибольшей скорости вращения (600).	
3. Регулирование с помощью автоматических регуляторов вне машин . . . . .	602
а. Преобразовательное устройство Мюлеберг (603). б. Другие, более новые схемы (604).	
4. Связь сетей с помощью асинхронных машин, которые ведут себя как синхронные машины . . . . .	605
а. Асинхронная машина двойного питания (605). б. Асинхронный преобразователь (606). с. Схема А. Леонарда (607).	
<b>Г. Регулировочные агрегаты с IM и НМ постоянного тока . . . . .</b>	<b>608</b>
1. Схема Кремера . . . . .	—
а. Схема и применение (608). б. Уравнения напряжений (609). с. Холостой ход (610). d. Нагрузка (612). е. Компаундирование 614. f. Преобразователь (614).	
2. Каскадный преобразователь . . . . .	616
а. Схема (616). б. Скорость вращения и распределение мощности (617). с. Коэф- фициенты трансформации, потери в меди и падения напряжений (617). d. Реак- ция якоря НМ (618). е. Пуск и регулирование (619). f. Применение (619).	
Указатель литературы . . . . .	620
Сокращения . . . . .	627
Предметный указатель . . . . .	628

# **I. ОДНОФАЗНЫЕ КОЛЛЕКТОРНЫЕ МАШИНЫ**

---

Простой асинхронный двигатель более или менее связан синхронной скоростью вращения, и практически регулирование его скорости без потерь невозможно без специальной вспомогательной машины. Эти недостатки асинхронного двигателя послужили причиной создания и дальнейшего развития машин с коллектором для одно- и многофазного переменного тока, короче называемых коллекторными машинами.

Однофазные коллекторные двигатели имеют по сравнению с однофазными асинхронными двигателями (разд. С, т. IV) еще очень ценное качество: развивать большой пусковой момент. Они могут также применяться в многофазных сетях. Чтобы в трехфазной сети получить симметричную нагрузку, можно преобразовать трехфазный ток посредством статических трансформаторов в двухфазный ток (разд. ЕЗ, т. III) и применить двойные двигатели, отдельные двигатели которых питаются двухфазным током.

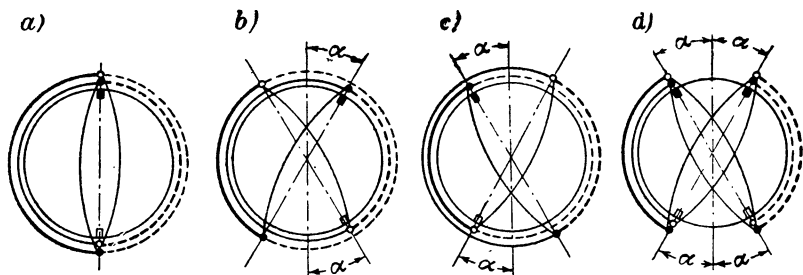
Из однофазных коллекторных машин важными типами являются последовательный двигатель и репульсионный двигатель. Оба имеют скоростные характеристики, которые в значительной степени соответствуют характеристикам последовательного двигателя постоянного тока и поэтому чаще всего применяются в электрифицированных средствах транспорта и подъемных механизмах. Однофазные коллекторные машины со скоростными характеристиками, которые в значительной степени соответствуют характеристикам шунтовой машины постоянного тока, имеют меньшее практическое значение и применяются обычно только для рекуперативного торможения и в регулировочных агрегатах.

В следующем разд. А мы рассмотрим вначале основные положения, которые являются важными для понимания процессов в однофазных коллекторных машинах, а затем, в последующих разделах, обратимся к различным видам двигателей. Вообще при наших рассмотрениях на первом плане будет стоять однофазный двигатель для магистральных железных дорог, которым является последовательный двигатель (разд. В).

## А. ЯКОРЬ С КОЛЛЕКТОРОМ В ПЕРЕМЕННОМ ПОЛЕ

### 1. Токораспределение в якоре

а. Диаметральная обмотка с диаметральными щетками. Как правило, в однофазных коллекторных машинах применяются двухслойные обмотки, ширина секций которых равна полюсному делению (диаметральные обмотки) или у которых она мало отличается от полюсного деления. Щетки в двухполюсной машине устанавливаются по окружности коллектора одна против другой на расстоянии полюсного деления; мы называем такое расположение кратко «диаметральные щетки».



Фиг. 1. Диаметральная обмотка: а) диаметральные щетки; б) и в) (одинарные) хордовые щетки; д) двойные хордовые щетки.

На фиг. 1, а представлено распределение тока в двухполюсной диаметральной обмотке при диаметральных щетках. Окружность якоря обозначена слабо начерченной окружностью; над ней изображено распределение тока в обоих слоях обмотки якоря. Токи, выходящие из плоскости чертежа, обозначены сплошными линиями; токи, входящие в плоскость чертежа, прерывистыми дугами окружности, как обозначаются линейные нагрузки. Токи в обеих ветвях обмотки отличаются различной толщиной линий, но в действительности они по величине одинаковы. Секции, замкнутые накоротко щетками, изображены маленькими кружками; стороны секций, принадлежащие к одним и тем же секциям, связаны друг с другом тонкими дугами. Сами щетки показаны на внутренней стороне окружности якоря и нанесены так, что связывающая их линия от нижней (белой) к верхней (черной) щетке указывает магнитную ось обмотки якоря. В действительности, при обычных симметричных лобовых соединениях двухслойной обмотки, щетки сдвигаются на половину полюсного деления относительно указанного положения щеток (см. разд. 3с). Черные щетки замыкают накоротко стороны секций, изображенные также черным, белые щетки — стороны секций, изображенные белым.

При определенных схемах, особенно у репульсионных двигателей, применяются также другие расположения щеток и хордовые обмотки, для которых мы покажем распределение тока. Подробнее эти случаи рассматриваются в книге «Якорные обмотки» [Л. 11].

**б. Диаметральная обмотка с хордовыми щетками.** Если мы сместим черную щетку на угол  $\alpha$  на фиг. 1,  $a$  по часовой стрелке, а белую щетку в противоположном направлении на тот же угол  $\alpha$ , то в тех же самых направлениях сместятся также стороны секций, замкнутые ими накоротко, и мы получим токораспределение по фиг. 1,  $b$ . Хотя теперь обе ветви обмотки различны по длине, в них индуктируются одинаковые э. д. с., так как потоки отдельных витков в части длинных ветвей обмотки взаимно уничтожаются теми потоками, которые превышают потоки коротких ветвей. Токи, напротив, в обеих ветвях обмотки будут, вообще говоря, различны. При постоянном токе, ток, протекающий в обмотке, распределится обратно пропорционально сопротивлениям, т. е. длинам ветвей обмотки. При переменном токе различие токов в ветвях становится незначительным потому, что кажущиеся сопротивления обеих ветвей различаются меньше, чем сопротивления постоянному току; вообще токи обеих ветвей обмотки будут отличаться также по фазе. Однако **р е з у л ь т и р у ю щ а я** линейная нагрузка, которая складывается из линейных нагрузок нижнего и верхнего слоев, не зависит от неравенства токов ветвей. Для сокращения мы назовем щетки на фиг. 1,  $b$  «хордовые щетки», поскольку соединяющая их линия, при двухполюсной машине, является хордой.

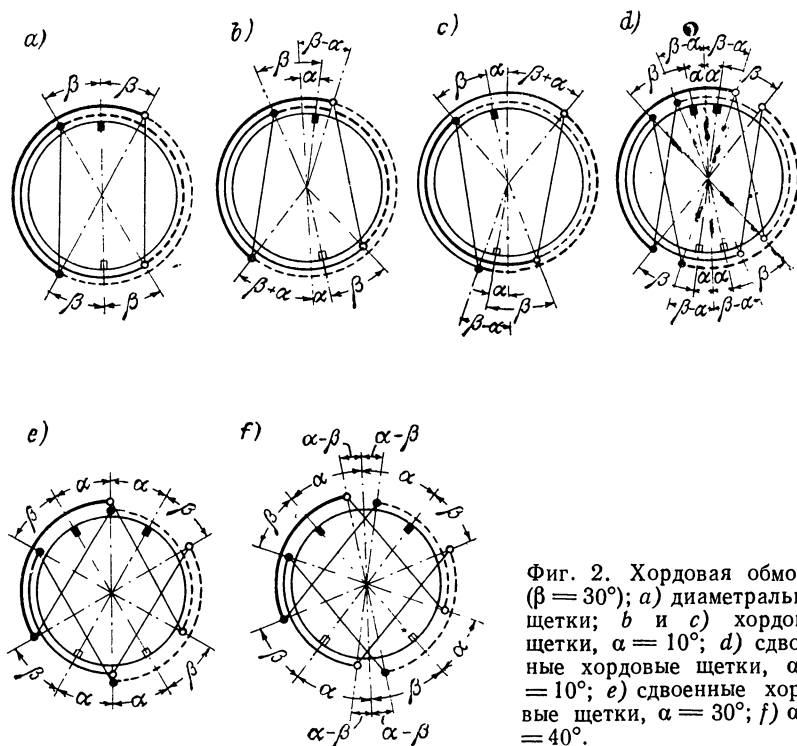
Легко видеть, что при хордовых щетках по окружности якоря образуются четыре зоны тока. В двух противоположно лежащих зонах линейные нагрузки от нижнего и верхнего слоев складываются, а в двух других они вычитаются. Там, где они складываются, оба слоя принадлежат к различным ветвям обмотки, где они вычитаются, слои находятся в тех же самых ветвях обмотки (в длинных ветвях); таким образом, там всегда результирующая линейная нагрузка равна нулю.

Если обе щетки сдвигаются от вертикальной средней линии в противоположном направлении, как мы это принимали на фиг. 1,  $b$ , то получается токораспределение по фиг. 1,  $c$ . Результирующая линейная нагрузка от нижнего и верхнего слоев при том же угле сдвига щеток на фиг. 1,  $c$  будет такая же, как и на фиг. 1,  $b$ , только меняются местами нижний и верхний слои.

Если теперь мы будем питать обмотку якоря одновременно через два щеточных аппарата по фиг. 1,  $b$  и  $c$ , то токи перераспределятся и, при равенстве токов через щетки, получится результирующее токораспределение в обоих слоях обмотки, изображенное на фиг. 1,  $d$ . Проводники якоря в зонах  $2\alpha$  полностью свободны от тока. Результирующая линейная нагрузка от нижнего и верхнего слоев распределяется при сдвоенных хордовых щетках точно так же, как и при одинарных хордовых щетках по фиг. 1,  $b$  и  $c$ .

**с. Хордовая обмотка.** Токораспределение в хордовой обмотке при диаметрально расположенных одинарных щетках, при сокращении шага секции на угол  $2\beta = 60^\circ$  относительно диаметрального, представлено на фиг. 2,  $a$ . Оно получается при данном положении щеток, если мы сдвинем линейную нагрузку нижнего слоя на фиг. 1,  $a$

в одном направлении, а верхнего слоя в противоположном направлении на угол  $\beta$ . Результирующая линейная нагрузка от нижнего и верхнего слоев внутри зоны укорочения  $2\beta$  равна нулю. Таким образом, для  $\beta = \alpha$  при хордовой обмотке с диаметральноми щетками результирующая линейная нагрузка получается такой же, как при диаметральной обмотке с хордовыми щетками (фиг. 1, *b* до *d*). Стороны секций, замкнутых накоротко щетками, в обоих случаях



Фиг. 2. Хордовая обмотка ( $\beta = 30^\circ$ ); а) диаметрально щетки; б и с) хордовые щетки,  $\alpha = 10^\circ$ ; д) сдвоенные хордовые щетки,  $\alpha = 10^\circ$ ; е) сдвоенные хордовые щетки,  $\alpha = 30^\circ$ ; ф)  $\alpha = 40^\circ$ .

находятся в одних и тех же местах окружности якоря. Однако соединение сторон секций лобовыми частями в секции в обоих случаях различно (ср. фиг. 1, *c* с фиг. 2, *a*), и поэтому, вообще говоря, также различны э. д. с., которые индуцируются в секциях якоря, замкнутых накоротко щетками.

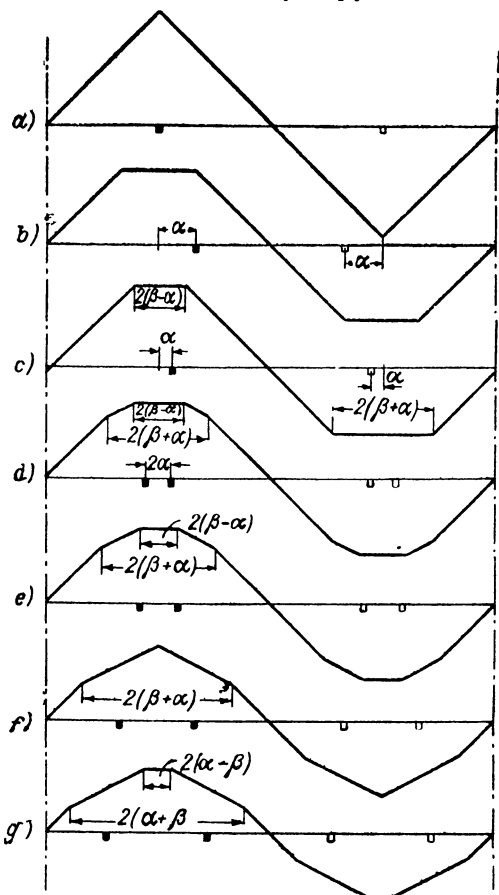
При хордовой обмотке сдвигаются также короткозамкнутые секции относительно щеток, которыми они замыкаются накоротко, и определяют тем самым токораспределение по окружности якоря. Фиг. 2, *b* и *c* дают токораспределения при хордовой обмотке ( $2\beta = 60^\circ$ ) с одинарными хордовыми щетками ( $2\alpha = 20^\circ$ ); они отличаются только различным направлением сдвига щеток. Наложением линейных нагрузок по фиг. 2, *b* и *c* мы получаем токораспределение при сдвоенных хордовых щетках на фиг. 2, *d*.

Мы можем здесь различить вообще восемь зон распределения тока. В двух противоположно лежащих зонах линейные нагрузки от нижнего и верхнего слоев складываются. В двух других зонах, сдвинутых относительно первых на половину полюсного деления ( $90^\circ$ ), линейные нагрузки в нижнем и верхнем слоях равны и противоположны по знаку; таким образом, результирующая линейная нагрузка в них равна нулю. В остальных четырех зонах один из двух слоев оказывается без тока. Это распределение не зависит от того, как распределяется ток каждого щеточного аппарата между обоими параллельно включенными ветвями обмотки; все токоведущие проводники обмотки нагружены одним и тем же током.

Токораспределение хордовой обмотки со сдвоенными хордовыми щетками представлено еще на фиг. 2, e для  $\alpha = \beta = 30^\circ$  и на фиг. 2, f — для  $\alpha = 40^\circ$  и  $\beta = 30^\circ$ .

**d. Кривые возбужденного поля\*** и э. д. с. коммутации. На фиг. 3, a до g приведены кривые поля [Л. 11, разд. 48], возбужденного якорной обмоткой, для токораспределений, указанных на фиг. 1 и 2. При этом предполагается, что якорь не имеет пазов и щетки бесконечно узкие и что во всех случаях через щетки подводится один и тот же полный ток.

Из этих кривых возбужденного поля мы видим прежде всего, что несимметричное токораспределение, которое получается при



Фиг. 3. Кривые возбужденного поля: a) для фиг. 1a; b) фиг. 1, b до d и 2, a при  $\beta = \alpha$ ; c) фиг. 2, b; d) фиг. 2, d; e) фиг. 2, d, когда  $\alpha = \beta/2$ ; f) фиг. 2, e; g) фиг. 2, f.

\* Термином «кривая возбужденного поля» здесь и далее переведено немецкое слово *Feldverteilungskurve*. В принятой в СССР терминологии он соответствует понятию кривой распределения в пространстве полной магнитодвижущей силы, создающей такую же кривую распределения поля в равномерном воздушном зазоре при ненасыщенной магнитной системе. (Прим. ред.)



хордовой обмотке с одинарными хордовыми щетками (см. фиг. 2, *b*), дает кривую поля (фиг. 3, *c*), отрицательная полуволна которой не является зеркальным изображением положительной. Это означает, что в кривой возбужденного поля присутствуют также пространственные гармонические четного порядка. Для однофазных машин применяются только сдвоенные хордовые щетки. Одинарные хордовые щетки, однако, часто выполняются в трехфазных машинах (см. разд. IIА2е). Тогда, чтобы не получать в кривой поля пространственных гармонических четного порядка, избегают хордовую обмотку или применяют обмотку Л а т у р а, рассмотренную подробно в разд. IIА3, которая применяется также и для однофазных машин.

Далее, из кривых поля на фиг. 3, мы видим, что посредством выбора подходящего сокращения шага  $2\beta$  и щеточного угла  $\alpha$  при сдвоенных щетках можно получить кривую возбужденного поля, которая лишь незначительно отличается от синусоидальной формы (фиг. 3, *e*). Такие кривые поля желательны особенно в машинах с регулированием посредством сдвига щеток.

Если при диаметральной обмотке на фиг. 1, *b* установлены  $\alpha = 20^\circ$  и на фиг. 1, *c*  $\alpha = 40^\circ$ , то получается такое же р е з у л ь т и р у ю щ е е токораспределение, как на фиг. 2, *d* (кривая возбужденного поля на фиг. 3, *d*) с 8 зонами по окружности якоря при двухполюсной обмотке. Распределение линейных нагрузок в обоих слоях зависит от щеточных углов и токов через щетки. У хордовой обмотки число зон еще более возрастает.

Э. д. с., индуцированная в секции якоря при коммутации, пропорциональна разности токов, протекающих в ней непосредственно до и после короткого замыкания щетками, следовательно, также пропорциональна разности линейных нагрузок, ограниченных короткозамкнутыми сторонами секций. Мы получаем, таким образом, при одинаковом токе через щетки для сдвоенного щеточного аппарата по фиг. 1, *d*, э. д. с. коммутации только около половины величины э. д. с. коммутации для одинарного щеточного аппарата по фиг. 1, *a*, потому что короткозамкнутые стороны секций на фиг. 1, *d* лежат между положительными или отрицательными линейными нагрузками и нулевой линейной нагрузкой, а на фиг. 1, *a* — между положительными и отрицательными линейными нагрузками.



При хордовых обмотках э. д. с. коммутации также пропорциональна разности линейных нагрузок, которые граничат с короткозамкнутыми сторонами секций. Коэффициент пропорциональности, однако, здесь вообще меньше, чем при диаметральной обмотке и диаметральном расположении щеток, потому что стороны секций, замкнутые накоротко различными щетками, обычно не лежат, как у диаметральной обмотки, в одних и тех же пазах и, таким образом, либо вовсе не влияют друг на друга, либо влияют меньше, чем при диаметральной обмотке.

Поверхность коллектора многополюсных машин не всегда позволяет расположить все  $p$  одинарных или сдвоенных щеточных аппаратов, которые

вообще должны были бы быть установлены, так что устанавливаются только  $p'$  таких щеточных аппаратов, причем  $1 \leq p' \leq p$ . При петлевой обмотке уравнительные соединения тогда должны присоединяться ко всем коллекторным пластинам. Для этих значений  $p$  составлена таблица (табл. 1) важнейших величин для оценки якорных обмоток с одинарными и двоянными щетками. В ней  $2a$  есть число параллельных ветвей обмотки при одинарных щетках. Предполагается, что общий ток щеток и ток во всех токоведущих проводниках один и тот же. В двух последних строках даны э. д. с. коммутации при диаметральной и хордовой обмотках, причем через  $\mathcal{E}_{w_0}$  обозначена э. д. с. при диаметральной обмотке и диаметральных щетках. Предполагается, что  $\alpha$  и  $\beta$  выбраны так, что стороны короткозамкнутых секций находятся в разных пазах.

Таблица 1

Сопоставление якорных обмоток при одинарных и двоянных щетках

Расположение щеток . . . . .		
Сумма токов через щетки . . . . .	$2I$	$2I$
Ток одной щетки . . . . .	$I/p'$	$I/2p'$
Ток в одном проводнике . . . . .	$I/2a$	$I/2a$
Потери в меди обмотки $Q$ . . . . .	$Q_0$	$\frac{\pi - 2\alpha}{\pi} Q_0$
Изменение тока в короткозамкнутой секции при диаметральной обмотке . . . . .	$I/a$	$I/2a$
Э. д. с. коммутации } диаметральной обмотка . .	$\mathcal{E}_{w_0}$	$\approx \mathcal{E}_{w_0}/2$
} хордовой обмотка . . . . .	$\approx \mathcal{E}_{w_0}/2$	$\approx \mathcal{E}_{w_0}/4$

## 2. Э. д. с., индуктируемые в якоре

а. Э. д. с. вращения в обмотке якоря. В разд. ПС7, т. I, было показано, что для э. д. с. вращения, которая индуктируется в обмотке якоря с коллектором неизменным во времени магнитным полем, при диаметральных щетках, определяющим является поток  $\Phi$ , сцепляющийся с секцией якоря, перекрытой щетками. То же самое сохраняется для каждого момента времени, если якорь вращается в переменном поле. Э. д. с. вращения в этом случае следует временному изменению потока  $\varphi$ , причем коэффициент пропорциональности остается таким же, как и при неизменном во времени потоке [ур. (163), т. I]. Таким образом,

$$e_B = \mp z \frac{p}{a} n \dot{\varphi} = \mp 4pnw\dot{\varphi}; \quad (1a)$$

при этом знак определяется направлением вращения по разд. 3а, и действующее значение будет:

$$E_B = z \frac{p}{a} n \Phi_{\text{eff}} = 4pnw \Phi_{\text{eff}}. \quad (1b)$$

В этом уравнении  $z$  — полное число проводников якоря,  $w$  — число последовательно включенных витков обмотки якоря,  $p$  — число пар полюсов,  $a$  — половина числа параллельных ветвей

обмотки и  $n$  — скорость вращения;  $\Phi$  — мгновенное значение и  $\Phi_{\text{eff}}$  — эффективное значение части потока на поверхности якоря, который сцепляется с секцией якоря, перекрытой щетками. У явнополюсных машин этот поток является обычно полным потоком на поверхности якоря, созданным обмоткой возбуждения. Если мы напишем для потока

$$\varphi = \Phi \sin \omega t, \quad (2)$$

пренебрегая высшими гармоническими, то э. д. с. вращения будет:

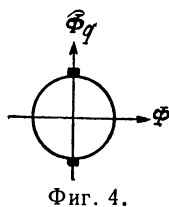
$$e_B = \mp z \frac{p}{a} n \Phi \sin \omega t = \mp 4pn \Phi \sin \omega t \quad (2a)$$

и действующее значение

$$E_B = z \frac{p}{a} n \frac{\Phi}{\sqrt{2}} = 2\sqrt{2} pn \omega \Phi. \quad (2b)$$

Для обозначения э. д. с. вращения, которая индуцируется во всей якорной обмотке, с целью упрощения мы опустим принятый в предыдущих разделах индекс  $B$  и вместо  $E_B$  будем просто писать  $E$ .

При хордовых щетках потоки, которые сцепляются с секциями якоря, замкнутыми накоротко щетками, вообще различны. Для потока  $\varphi$ , определяющего э. д. с. вращения, необходимо подставить, как показывает соответствующее исследование, приведенное в разд. ПС7, т. I, среднее значение потоков, которые сцепляются с замкнутыми накоротко секциями якоря (см., например, фиг. 2,  $d$ ). При хордовых щетках и диаметральной обмотке, для расчета э. д. с. вращения в обмотке якоря, можно заменить диаметральную обмотку хордовой обмоткой с диаметральными щетками, которая дает такое же токораспределение по окружности якоря, если угол сокращения шага  $2\beta$  равен щеточному углу  $2\alpha$  (см. фиг. 1,  $d$  и 2,  $a$ ).



**б. Э. д. с. покоя\* в обмотке якоря.** Если в машине, кроме «потока возбуждения»  $\Phi$ , имеется еще «поперечный поток»  $\Phi_q$ , ось симметрии которого совпадает с осью щеток (фиг. 4), то при этом в обмотке якоря индуцируется еще э. д. с. покоя, которая зависит от частоты переменного тока и не зависит от движения якоря. В противоположность э. д. с. вращения временное изменение э. д. с. покоя не находится в фазе или противофазе с потоком, а выражается

$$e_R = -\omega \xi \frac{d\varphi_q}{dt}, \quad (3)$$

если принятое за положительное направление обмотки определяет поток по правилу правого винта (см. разд. 3а). В этом случае,  $\xi$  — обмоточный коэффициент, который зависит от пространственного распределения обмотки и индукции потока  $\Phi_q$  по окружности якоря и может быть вычислен по разд. Е1, т. IV.

\* В книге применен термин «э. д. с. покоя» вместо принятого в СССР термина «э. д. с. трансформации» с целью сохранения соответствия с терминологией предыдущих томов. (Прим. ред.).

Если мы запишем для потока

$$\varphi_q = \Phi_q \sin(\omega t - \gamma), \quad (4)$$

то мгновенное значение э. д. с. покоя в обмотке якоря будет:

$$e_R = -\omega \xi \frac{d\varphi_q}{dt} = -\omega \omega \xi \Phi_q \cos(\omega t - \gamma) \quad (4a)$$

и ее действующее значение:

$$E_R = \sqrt{2} \pi f \omega \xi \Phi_q = \frac{\pi}{2} \frac{f}{\sqrt{2}} \xi \Phi_q. \quad (4b)$$

Если, например, индукция потока  $\Phi_q$  распределена по окружности якоря синусоидально и щетки размещены по коллектору друг от друга через каждое полюсное деление (диаметральные щетки, см. разд. 1a), то при диаметральной обмотке обмоточный коэффициент  $\xi \approx 2/\pi$ .

**с. Э. д. с. в части обмотки между смежными коллекторными пластинами.** Так же как во всей обмотке якоря, в секциях якоря, перекрытых щетками, индуцируются э. д. с. Для э. д. с. покоя здесь, однако, определяющим является поток  $\Phi$ , который индуцирует в обмотке якоря э. д. с. вращения, в то время как для э. д. с. вращения в секции якоря, перекрытой щетками, определяющими являются индукции в тех местах по окружности якоря, где находятся стороны секций, перекрытых щетками.

Для того чтобы при написании формул строго различать э. д. с. в короткозамкнутых секциях якоря от э. д. с. во всей обмотке якоря, для первой из них применим другой шрифт (§, §).

Мы получаем для э. д. с. покоя, индуцированной в с е к ц и и якоря с  $z/2 k$  витками ( $k$  — число коллекторных пластин)

$$\mathbb{E}_{R\text{sp}} = -\frac{z}{2k} \frac{d\varphi}{dt}, \quad (5a)$$

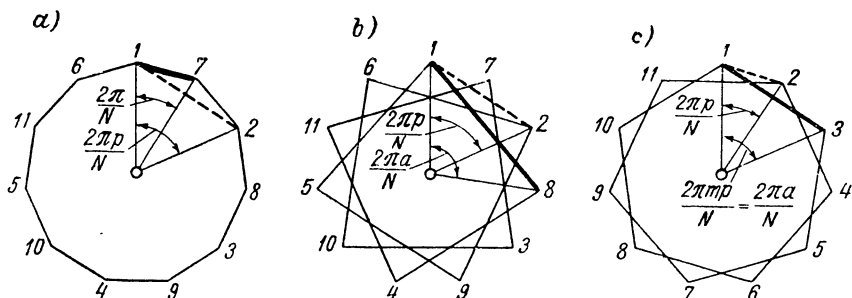
где  $\varphi$  есть поток, сцепленный с одним витком. Для э. д. с. вращения получаем:

$$\mathbb{E}_{BSp} = \mp (b_{q2} - b_{q1}) l_i v = \mp 2 (b_{q2} - b_{q1}) l_i \tau p n, \quad (5b)$$

где  $v = 2\pi n$  — скорость на окружности якоря ( $\tau$  — полюсное деление) и  $b_{q1}$  и  $b_{q2}$  — индукции в тех местах окружности якоря, где находятся стороны секций.

При расчете э. д. с. в части обмотки между смежными коллекторными пластинами мы должны принять во внимание следующее. У одноходовой волновой обмотки между соседними коллекторными пластинами лежат  $p$  секций. Для основной волны индукции по окружности якоря, если число коллекторных пластин  $k$  равно числу пазов  $N$ , эти секции сдвинуты одна относительно другой на фазовый угол  $2\pi/N$ , в то время как фазовый угол между соседними секциями составляет  $2\pi p/N$  [Л. 11, разд. 9]. У многоходовых однократнозамкнутых обмоток между

смежными коллекторными пластинами лежит всегда еще большая часть обмотки. Многоугольник напряжений для э. д. с., индуцированных от основной волны кривой поля, представлен в качестве примера при  $N=k=11$  для однохордовой волновой обмотки ( $m=a=1, p=2$ ) на фиг. 5, а, для треххордовой волновой обмотки ( $m=a=3, p=2$ ) на фиг. 5, б и для двуххордовой петлевой обмотки



Фиг. 5. Э. д. с. соседних секций (—) и между смежными коллекторными пластинами (---): а) однохордовая, б) треххордовая волновая обмотка с  $p=2$ , в) двуххордовая петлевая обмотка с  $p=1$ ;  $k=N$ .

( $m=a/p=2, p=1$ ) на фиг. 5, в [см. Л. 11, разд. 9]. Сильно выделенные хорды соответствуют э. д. с. одной секции, штриховые хорды соответствуют э. д. с. между смежными коллекторными пластинами. Цифры у многоугольников обозначают последовательность расположения секций по окружности якоря. Во всех этих случаях мы получаем для э. д. с. между смежными коллекторными пластинами, индуцированной от основной волны потока в воздушном зазоре,

$$\mathcal{E} = \frac{\sin \pi p/N}{\sin \pi a/N} \mathcal{E}_{Sp}. \quad (6)$$

Если мы напишем для мгновенных значений э. д. с. покоя и вращения между смежными коллекторными пластинами

$$\mathcal{E}_R = -\omega_k \frac{d\varphi}{dt} \quad \text{и} \quad \mathcal{E}_B = \mp 2\omega_k b_q l_i v, \quad (7a \text{ и } b)$$

где  $b_q$  — среднее мгновенное значение индукции в коммутационной зоне, то, если  $\omega_{Sp}$  обозначает число витков одной секции, можно подставить

$$\omega_k \approx \frac{p}{a} \omega_{Sp} = \frac{z}{2k} \frac{p}{a}. \quad (7)$$

Секвенц [Л. 12] показал, какие ошибки могут получаться при расчете э. д. с. между смежными коллекторными пластинами при синусоидальной кривой поля по ур. (7), если  $p/a \leq 1$ . Для практически встречающихся чисел пазов на пару полюсов ( $N/p$ ) эти ошибки исчезающе малы. Число пазов на пару полюсов, например, должно быть по разд. 11 д у коллекторных обмоток мини-

мально равным 19. При  $N/p = k/p = 19$  и  $m = a/p = 2$  будет [по ур. (6)]  $\omega_h = 0,507 z/2k$ ; таким образом, в этом случае  $\omega_k$  лишь на 1,4% больше, чем  $zp/2 ka$ .<sup>1</sup>

В большинстве практических случаев мы, таким образом, можем рассчитывать  $\omega_k$  по ур. (7). Только когда при многоходовых обмотках кривая поля содержит сильные высшие гармонические, как это имеет место у машин с явновыраженными полюсами, в крайнем случае рекомендуется уточненный расчет для  $\mathcal{E}_B$ . Многоходовые обмотки, однако, редко выполняются при явновыраженных полюсах. Если при одноходовых петлевых обмотках только с одним витком в секции получается недопустимо большое значение э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$ , то могут применяться обмотки (см. фиг. 231) с промежуточными пластинами [Л. 13 и 14].

Если поток  $\Phi$  и индукция  $b_q$  изменяются во времени синусоидально, мы можем написать для действующих значений э. д. с. между смежными коллекторными пластинами:

$$\mathcal{E}_R = \sqrt{2} \pi \omega_k f \Phi \quad \text{и} \quad \mathcal{E}_B = 2 \omega_k \frac{B_q}{\sqrt{2}} l_i v = 2 \sqrt{2} \omega_k B_q l \tau p n, \quad (8a \text{ и } b)$$

где  $B_q$  есть временная амплитуда средней индукции в коммутационной зоне.

**д. Соотношение между  $\mathcal{E}_R$  и  $E_B \equiv E$ .** При вращающемся якоре э. д. с. вращения  $\mathcal{E}_B$  может противодействовать э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  в контурах секций якоря, перекрытых щетками, и в большей или меньшей степени ее компенсировать. При малых скоростях вращения, особенно при неподвижном якоре, как, например, при пуске машины двигателем,  $\mathcal{E}_B = 0$  и действует одна  $\mathcal{E}_R$ . Токи короткого замыкания, вызванные  $\mathcal{E}_R$  (см. разд. 7а), тем меньше и безвреднее, чем меньше  $\mathcal{E}_R$ . Э. д. с.  $\mathcal{E}_R$  пропорциональна также индуктированной во всей обмотке якоря э. д. с. вращения, которая для заданной мощности машины определяет ток якоря. Чем меньше, однако, э. д. с.  $E$ , тем больше ток и, тем самым, необходимая поверхность щеточного контакта и коллектора. Это во всех случаях нежелательно, потому что коллектор и его щеточный аппарат определяют значительную часть стоимости изготовления машины, а большое количество щеток осложняет обслуживание и увеличивает текущие эксплуатационные расходы. У двигателей для тяговых установок, при малой э. д. с.  $\mathcal{E}_R$ , прибавляется еще как дополнительный недостаток необходимость большого места для коллектора. Это снижает мощность двигателя, которая должна вписываться в заданный габарит. По этим причинам при выборе э. д. с.  $\mathcal{E}_R$  обычно доходят до еще допустимого для нее верхнего предела.

Теперь можно получить простое соотношение между э. д. с.  $\mathcal{E}_R$  в короткозамкнутой секции якоря и э. д. с. вращения  $E$  во всей якорной обмотке [Л. 15, примечание на стр. 135].

<sup>1</sup> Большие расхождения в выводах Секвенца объясняются величинами  $N/p$ , которые лежат вне области практического выполнения.



По ур. (2b), (8a) и (7) мы получаем:

$$\frac{E}{\mathcal{E}_R} = \frac{kn}{\pi f}. \quad (9a)$$

Если мы заменим в нем число пластин  $k$  через окружную скорость  $v_K$  коллектора и коллекторное деление  $t_K$ , то получим при

$$k = \frac{v_K}{t_K n}; \quad E = \frac{\mathcal{E}_R}{\pi f} \cdot \frac{v_K}{t_K}. \quad (9b \text{ и } 9)$$

Согласно этому основному соотношению, <sup>1</sup> э. д. с. обмотки якоря обратно пропорциональна частоте и, кроме того, зависит только от отношения окружной скорости коллектора к коллекторному делению. Теперь понятно, почему для получения меньших размеров машин переменного тока благоприятнее малая частота и почему для магистральных железных дорог она снижается от нормальной частоты 50 гц до  $50/3 = 16\frac{2}{3}$  гц [Л. 17a и б].

Наибольшая допустимая величина  $\mathcal{E}_R$  определяется, главным образом, процессом пуска, так как при работе обычно действует еще э. д. с.  $\mathcal{E}_B$ . При постоянном возбуждении ( $\Phi = \text{const}$ )  $\mathcal{E}_R$  не зависит от скорости вращения якоря, при последовательном возбуждении так будет только при постоянном вращающем моменте. У тяговых двигателей, которые как последовательные двигатели должны пускаться при большом вращающем моменте,  $\mathcal{E}_R$  при неподвижном состоянии больше, чем при номинальном режиме.

Если мы примем для тягового двигателя за наибольшие допустимые значения для  $\mathcal{E}_R$  и  $v_K$  при номинальном режиме  $\mathcal{E}_R = 3$  в и  $v_K = 3200$  см/сек и как наименьшее, практически допустимое значение  $t_K = 0,45$  см, то получим, при частоте  $16\frac{2}{3}$  гц,  $E = 407$  в. Эта э. д. с. соответствует, например при номинальной мощности 600 квт, току якоря  $I = 600\,000/407 = 1470$  а. При частоте 50 гц мы получили бы, при прочих равных условиях,  $E = 136$  в и  $I = 4410$  а; контактная поверхность щеток на коллекторе была бы в три раза больше, чем при частоте  $16\frac{2}{3}$  гц.

**е. Предельное значение напряжения между пластинами.** Для коллекторных машин переменного тока также существует опасность кругового огня (см. разд. IIIA3с, т. I и IIIB4с, т. II), если напряжение между пластинами превышает известную величину. Так как не имеется еще достаточных опытных данных о том, является ли определяющим для кругового огня при переменном токе такое же предельное значение напряжения между пластинами, то из условий надежности требуется, чтобы это предельное значение не превосходило, как и у больших машин постоянного тока, допустимой величины около 30 в [Л. 18].

Среднее действующее значение напряжения между пластинами

$$\mathcal{E}_{S \text{ mitt}} = \frac{2p}{k} U_A, \quad (10a)$$

<sup>1</sup> В литературе известно также под названием «формула Рихтера» [Л. 16a и б].

где  $U_A$  есть действующее значение напряжения между щетками разной полярности.

Если мы подставим в это уравнение число пластин  $k$  из ур. (9a) и примем во внимание выражение  $f = pn_1$ , где  $n_1$  — синхронная скорость вращения, то получим:

$$\mathcal{E}_{S \text{ mitt}} = \frac{2}{\pi} \frac{n}{n_1} \frac{U_A}{E} \mathcal{E}_R. \quad (10b)$$

$U_A$  зависит от того, индуцируется ли в обмотке якоря, кроме э. д. с. вращения  $E$ , еще э. д. с. покоя  $E_R$ . Если эта э. д. с. покоя противодействует э. д. с. вращения  $E$ , как у основных двигателей двойного питания (разд. С1), то  $U_A < E$ ; у репульсионных двигателей с замкнутыми накоротко щетками на якоре даже  $U_A = 0$ . Поэтому обычно напряжение между пластинами может достичь опасной величины только в тех машинах, где э. д. с. покоя  $E_R$ , индуцируемая в обмотке якоря, равна нулю или очень мала, как у обычных последовательных двигателей (разд. В). Для этих двигателей может получаться  $U_A = 1,05E$ . Обмотка якоря обычно бывает полностью компенсирована так, что никакого заметного искажения поля под полюсными башмаками не возникает (см. разд. II A1 и 2, т. I). Тогда наибольшее действующее значение напряжения между пластинами больше, чем среднее значение, в отношении полюсного деления  $\tau$  к расчетной ширине полюсной дуги  $b_i$ ; следовательно,

$$\mathcal{E}_{S \text{ max}} \approx \frac{2,1}{\pi \alpha} \frac{n}{n_1} \mathcal{E}_R, \text{ где } \alpha = b_i/\tau. \quad (11a)$$

При синусоидально изменяющихся величинах максимальное значение напряжения между пластинами в  $\sqrt{2}$  раз больше, чем наибольшая величина действующего значения. Если мы еще подставим  $\alpha \approx 0,7$ , то получим:

$$\mathcal{E}_{S \text{ max}} \approx \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \frac{n}{n_1} \mathcal{E}_R \approx 1,35 \frac{n}{n_1} \mathcal{E}_R. \quad (11)$$

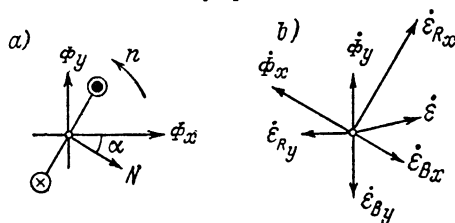
Чем больше э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  между смежными коллекторными пластинами в коммутационной зоне и относительная скорость вращения  $n/n_1$ , тем больше также предельное значение напряжения между пластинами. Если оно не должно быть больше 30 в, то, при э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R = 3$  в, относительная скорость вращения не может быть больше, чем 7,4. Если она больше, то для  $\mathcal{E}_R$  может быть допущено только соответственно меньшее значение, чем 3 в.

### 3. Правила направлений

а. Фазы э. д. с. Каждое переменное поле имеет двойное направление. На пространственной диаграмме одно из двух направлений следует выбрать произвольно за положительное (например, на фиг. 6, а направления  $\Phi_x$  и  $\Phi_y$  двух переменных полей, располо-

женных одно от другого через половину полюсного деления). В обмотке якоря (или секции), для которого должны быть определены фазы э. д. с., следует принять положительным такое направление ( $\times$  и  $\bullet$  на фиг. 6, а), которому соответствует положительная ось обмотки (ось секции) по правилу правого винта ( $N$  на фиг. 6, а). Тогда, по разд. IV8, т. I, получаем следующие правила [Л. 19]:

1. Э. д. с. покоя относительно магнитного потока является отстающей или опережающей на четверть периода, смотря по тому, является ли угол между положительной осью обмотки и положительным направлением поля острым или тупым.



Фиг. 6. Определение фаз индуктированных э. д. с.

2. Э. д. с. вращения оказывается с магнитным потоком в фазе или противофазе в зависимости от того, положительная ось обмотки при вращении якоря от положительного

направления поля удаляется или приближается к нему.

Пусть принятые на фиг. 6, а потоки  $\Phi_x$  и  $\Phi_y$  заданы посредством временных векторов, представленных на фиг. 6, б (обозначены точками над буквенными обозначениями). Допустим, что якорь вращается в направлении стрелки  $n$  (при неподвижных щетках). Тогда применение правил 1 и 2 дает для секции якоря, изображенной на фиг. 6, а, например, перекрытой щеткой, индуктированные э. д. с., указанные на фиг. 6, б. Здесь  $\dot{\mathcal{E}}_{Rx}$  — э. д. с. покоя, созданная потоком  $\dot{\Phi}_x$ , и  $\dot{\mathcal{E}}_{Ry}$  — созданная потоком  $\dot{\Phi}_y$ ;  $\dot{\mathcal{E}}_{Bx}$  — э. д. с. вращения в поле потока  $\dot{\Phi}_x$  и  $\dot{\mathcal{E}}_{By}$  — в поле потока  $\dot{\Phi}_y$ . Сумма  $\dot{\mathcal{E}} = \dot{\mathcal{E}}_{Rx} + \dot{\mathcal{E}}_{Ry} + \dot{\mathcal{E}}_{Bx} + \dot{\mathcal{E}}_{By}$  является результирующей э. д. с. в секции якоря.

Если  $\dot{\Phi}_y = -j\dot{\Phi}_x$  и индукции обоих полей распределены синусоидально по окружности якоря, то мы получаем круговое вращающееся поле. Тогда, например для секции якоря, перекрытой щетками, по ур. (8а)

$$\dot{\mathcal{E}}_{Rx} = -j \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{z}{k} \frac{p}{a} f \dot{\Phi}_x \cos \alpha \text{ и } \dot{\mathcal{E}}_{By} = + \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{z}{k} \frac{p}{a} f \dot{\Phi}_x \sin \alpha \quad (12a \text{ и } b)$$

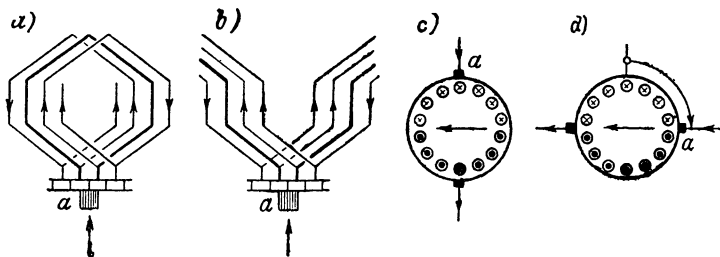
и по ур. (8б), при

$$2/\pi B_q \tau l_i = \Phi, \quad (12)$$

$$\dot{\mathcal{E}}_{Bx} = - \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{z}{k} \frac{p}{a} p n \dot{\Phi}_x \sin \alpha; \quad \dot{\mathcal{E}}_{By} = + j \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{z}{k} \frac{p}{a} p n \dot{\Phi}_x \cos \alpha. \quad (12c \text{ и } d)$$

Для синхронной скорости  $n = n_1 = f/p$ , для которой относительное движение между секцией и вращающимся полем равно нулю, будет  $\dot{\mathcal{E}}_{Rx} + \dot{\mathcal{E}}_{By} = 0$  и  $\dot{\mathcal{E}}_{Ry} + \dot{\mathcal{E}}_{Bx} = 0$ ; результирующая э. д. с. в секции также равна нулю.

**в. Стрелки.** Стрелки, т. е. направления, в которых мы считаем напряжение на зажимах  $\dot{U}$  и ток  $\dot{I}$  положительными, как и в предыдущих томах при простых цепях тока, направим таким образом, чтобы при обходе цепи напряжение на зажимах и ток совпадали по направлению [см. Л. 9а, разд. IVб]. Тогда фазовый угол между напряжением на зажимах и током при генераторном режиме будет острым ( $UI \cos \varphi$  положительно), а при режиме потребления — тупым ( $UI \cos \varphi$  отрицательно). Если соединить два участка цепи с одинаковыми напряжениями на зажимах, то можно получить либо напряжение на зажимах, либо ток в одной из цепей с направлением стрелок, противоположным направлению стрелок в другой.



Фиг. 7. Неперекрещенные петлевая и волновая обмотки.

При этом для каждого из обоих участков цепей тока острый угол между напряжением на зажимах и током обозначает генераторный режим, а тупой — режим потребления [Л. 9а, разд. IVб]. Как правило, мы будем указывать стрелки в отдельных схемах, причем для упрощения вместо векторов  $\dot{U}$  и  $\dot{I}$  будем писать только действующие значения  $U$  и  $I$ .

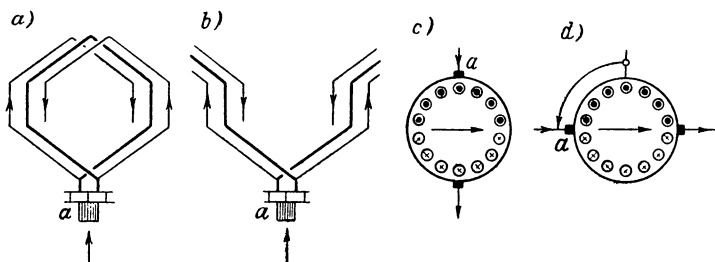
Как в предыдущих томах, назовем произведение  $R\dot{I}$  из активного сопротивления  $R$  обмотки на ее ток  $\dot{I}$  активным падением напряжения, а произведение  $jX_c\dot{I}$  из реактивного сопротивления  $jX_c$  обмотки на ток реактивным падением напряжения, в отличие от э. д. с.  $\dot{E}$ , индуцированной главным полем (полем в воздушном зазоре). Тогда сумма напряжений на зажимах  $\dot{U}$  и (полного) падения напряжения  $(R + jX_c)\dot{I}$  равна индуцированной э. д. с., если для  $U$  и  $I$  стрелки указывают то же самое направление обхода. Таким образом, уравнение напряжения в этом случае гласит:

$$\dot{U} + (R + jX_c)\dot{I} = \dot{E}. \quad (13)$$

Намагничивающий ток тогда у преждает по фазе э. д. с.  $\dot{E}$  на четверть периода. Подробное обоснование принятого здесь направления стрелок дается в [Л. 9а, разд. IVб и 20].

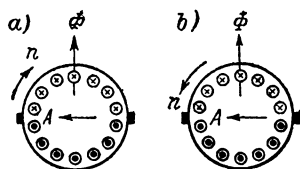
**с. Изображение схем.** Обычно в схемах обмотки вычерчиваются по пространственному расположению их осей при двухполюсной

машине. Обмотка якоря изображается окружностью, а щетки отмечаются таким образом, что соединяющая их линия от щетки, в которую ток входит, до щетки, из которой ток выходит, указывает магнитную ось обмотки (см. разд. 1 и фиг. 7, *d* и 8, *d*). В действительности, при симметричных лобовых соединениях обмотки якоря, щетки сдвинуты относительно их упрощенного изображения на половину полюсного деления. Если мы обозначим буквой *a* щетку,



Фиг. 8. Перекрещенные петлевая и волновая обмотки.

через которую ток входит, и рассмотрим токораспределение со стороны коллектора, то получим при неперекрещенных петлевых и волновых обмотках (фиг. 7, *a* и *b*) токораспределение по фиг. 7, *c*, а при перекрещенных петлевых и волновых обмотках (фиг. 8, *a* и *b*) — токораспределение по фиг. 8, *c*. Таким образом, при изображении схем мы должны представлять себе щетки повернутыми из действительного положения на  $90^\circ$  при неперекрещенных обмотках по



Фиг. 9. Режимы: *a*) двигательный, *b*) генераторный.

часовой стрелке (фиг. 7, *d*) и при перекрещенных обмотках против часовой стрелки (фиг. 8, *d*). Тогда ось щеток, т. е. соединительная линия от щетки с входящим током к щетке с выходящим током, должна давать магнитную ось обмотки якоря.

**d. Вращающий момент.** Направление вращающего момента, который создается магнитным полем и током, протекающим по обмотке якоря, совпадает с направлением, в котором магнитная ось обмотки якоря может поворачиваться кратчайшим путем к оси магнитного поля [Л. 19]. При переменном токе это положение действительно для среднего момента, если изменяющееся во времени магнитное поле имеет составляющую в фазе с током якоря.

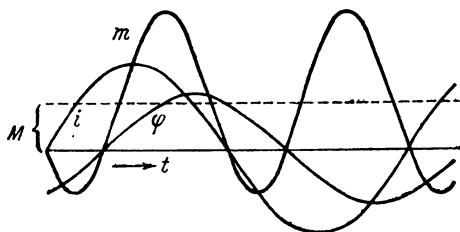
На фиг. 9, *a* указаны (произвольно) направления тока по окружности якоря посредством крестиков и точек и соответствующая магнитная ось *A*. Поток, указанный стрелкой  $\Phi$ , может иметь составляющую в фазе с током якоря. Если при этом стрелка *n* показывает направление вращения якоря, которое совпадает с направлением развиваемого вращающего момента, то машина работает дви-

гатель. При изменении направления вращения развиваемый вращающий момент действует против направления вращения (фиг. 9, *b*), и машина работает генератором. Э. д. с., индуцируемая в обмотке якоря, имеет, согласно разд. а, в первом случае составляющую в противофазе с током якоря, а во втором случае составляющую в фазе с током якоря. Поэтому мы можем добавить к правилам разд. а еще следующее правило:

3. Э. д. с. вращения имеет составляющую в противофазе с током якоря, если якорь вращается в сторону развиваемого вращающего момента; она имеет составляющую в фазе с током якоря, когда якорь вращается в сторону, обратную развиваемому вращающему моменту.

#### 4. Вращающий момент

Для вращающего момента, развиваемого в якоре, как это следует из закона энергии, определяющим является тот же самый поток, что и для э. д. с. вращения  $e_B \equiv \equiv e$ . В каждый момент времени вращающий момент пропорционален произведению тока якоря  $i$  и потока  $\varphi$ , который сцепляется с витком якоря, замкнутым накоротко щетками. Таким образом, мгновенное значение вращающего момента [см. ур. (660), т. I]



Фиг. 10. Вращающий момент  $m(t)$  однофазного двигателя.

$$m = \frac{zp}{2\pi a} i \varphi. \quad (14)$$

Если мы напишем для тока якоря

$$i = \sqrt{2} I \sin \omega t \quad (14a)$$

и для потока

$$\varphi = \Phi \sin (\omega t - \epsilon), \quad (14b)$$

то мгновенное значение вращающего момента будет:

$$\begin{aligned} m &= \sqrt{2} \frac{zp}{2\pi a} I \Phi \sin \omega t \sin (\omega t - \epsilon) = \\ &= \frac{zp}{2\pi a} I \frac{\Phi}{\sqrt{2}} [\cos \epsilon - \cos (2\omega t - \epsilon)]. \end{aligned} \quad (14c)$$

Следовательно, вращающий момент колеблется (фиг. 10) с двойной частотой переменного тока около среднего значения

$$M = \frac{zp}{2\pi a} I \frac{\Phi}{\sqrt{2}} \cos \epsilon. \quad (15)$$

Благодаря большой инерционности якоря колебания вращающего момента на валу якоря становятся практически незаметными [Л. 21 и 22].

Если в токе и потоке присутствуют еще высшие гармонические, то средний момент за период будет:

$$M = \frac{zp}{2\pi a} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i\varphi dt. \quad (16)$$

Разложим ток якоря и поток на их отдельные гармонические составляющие (синусоидальные колебания)

$$i = i_1 + i_2 + \dots; \quad \varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + \dots \quad (16a \text{ и } b)$$

и обратим внимание, что произведения  $i_\nu \varphi_\mu$  дают средние значения, отличные от нуля только тогда, когда  $\nu = \mu$ . В этом случае мы можем записать для среднего во времени значения вращающего момента:

$$M = \frac{zp}{2\pi a} \sum_\nu I_\nu \frac{\Phi_\nu}{\sqrt{2}} \cos \varepsilon_\nu, \quad (17a)$$

где  $\nu$  принимает все порядковые числа отдельных гармонических, имеющих в токе и потоке. В практических случаях, для  $\nu > 1$ , одна из величин  $I_\nu$  или  $\Phi_\nu$  очень мала, так что мы с весьма большой точностью можем записать:

$$M \approx \frac{zp}{2\pi a} I_1 \frac{\Phi_1}{\sqrt{2}} \cos \varepsilon_1. \quad (17b)$$

Так как в дальнейшем почти во всех практических случаях высшие гармонические вносят лишь очень малую составляющую в эффективные значения тока и потока, то несколько менее точно, чем по ур. (17b), можно считать:

$$M \approx \frac{zp}{2\pi a} I \Phi_{\text{eff}} \cos \varepsilon_1 \quad (17c)$$

или

$$M \approx \frac{1}{9,8} \frac{zp}{2\pi a} I \Phi_{\text{eff}} \cos \varepsilon_1 [\kappa \text{ гм}], \quad (17c')$$

если в последнем уравнении  $I$  подставляется в амперах, а  $\Phi_{\text{eff}}$  в вольт-секундах. Различия во вращающих моментах по ур. (17a до c) могут получаться у последовательных машин с повышенными магнитными насыщениями, потому что у последовательных машин соответственные значения  $i$  и  $\varphi$  определяются магнитной характеристикой. В разд. 6b мы покажем, что при этом вращающий момент по ур. (17b) также незначительно отличается от точного значения по ур. (16) или (17a) и что ур. (17c) дает только малый процент ошибки в сторону увеличения.

## 5. Магнитные характеристики

У некоторых машин, например у репульсионных двигателей с регулированием посредством сдвига щеток (разд. D2), под напряжением сети находится однофазная обмотка, распределенная по окружности статора. Расчет намагничивающего тока для такой обмотки, которая обтекается также еще и рабочим током, дан в разд. E1, т. IV, поэтому здесь более подробно на этом останавливаться не будем.

Зато рассмотрим несколько подробнее магнитные характеристики обмотки возбуждения, которая возбуждает только поток, развивающий с током якоря вращающий момент в машине и ось которого (при двухполюсной системе), следовательно, перпендикулярна оси щеток. В большинстве практических случаев эта обмотка не распределяется по полюсному делению, а охватывает каждый полюс, как у машины постоянного тока. Магнитную характеристику мгновенного значения потока  $\Phi$  от тока  $i$  при этом следует рассчитывать точно так же, как для машины постоянного тока (разд. IIG, т. I); мы будем ее в дальнейшем называть «характеристикой постоянного тока». Из этой характеристики постоянного тока нужно исходить при расчете машины переменного тока.

Если речь идет о машине с н е з а в и с и м ы м в о з б у ж д е н и е м и к обмотке возбуждения приложено напряжение строго синусоидальной формы, то поток возбуждения изменяется практически также синусоидально. Мгновенное значение тока в обмотке возбуждения получается тогда по характеристике постоянного тока соответственно точно так же, как при холостом ходе трансформатора (разд. A1c, т. III). Изменение во времени намагничивающего тока показывает наличие высших гармонических, которые приводят к большему или меньшему заострению формы кривой, однако на работе машины это не сказывается.

Вращающий момент, развиваемый в машине, получается по ур. (17b) или (17c) с  $\Phi_{\text{eff}} = \Phi_1/\sqrt{2}$ ; при этом для тока якоря нужно подставлять  $I_1 \approx I$ , так как при синусоидальном напряжении на зажимах якорной цепи и синусоидальном напряжении возбуждения ток якоря незначительно отклоняется от синусоидальной формы.

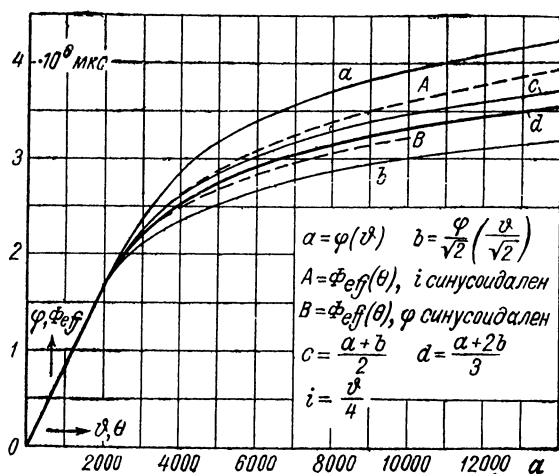
Если поток регулируется посредством сопротивления в обмотке возбуждения (см. разд. E4b), то могут появляться высшие гармонические в потоке. Они не оказывают заметного влияния на вращающий момент, который можно рассчитывать по ур. (17b), однако становятся в значительной степени заметными в э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$ , которая индуктируется в коммутационной зоне между двумя смежными коллекторными пластинами.

В последовательных двигателях ток возбуждения протекает также через обмотку якоря. Если при этом изменение во времени потока  $\Phi$  принимается синусоидальным, то кривая тока из-за изгиба характеристики постоянного тока получает зао-



стрение; если ток принимается синусоидальным, то кривая потока получает уплощение.

В действительности, однако, при повышенных магнитных насыщениях железа ни поток, ни ток не синусоидальны. В разд. 6 мы покажем, каким образом можно определить временные изменения этих величин. Вообще можно сказать следующее. Если пренебречь падением напряжения рассеяния в двигателе, то при синусоидальном напряжении на зажимах поток также должен изменяться во времени синусоидально как при неподвижном, так и при вращаю-



Фиг. 11. Магнитные характеристики:  $a$  — характеристика постоянного тока;  $d$  — основная характеристика переменного тока  $\Phi_{\text{eff}}(\theta)$ .

щемся якорем. Кривая тока тогда «острее», чем синусоидальная кривая. Под влиянием реактивного сопротивления рассеяния при неподвижном якоре кривая потока и кривая тока уплощаются по сравнению с таковыми у двигателя без рассеяния. Высшие гармонические потока будут сильнее, а тока слабее. При вращающемся якоре это влияние меньше, и при бесконечно большой скорости, как у машины без рассеяния, изменение потока во времени стало бы синусоидальным, а тока заостренным. Под влиянием активного сопротивления и реактивного сопротивления рассеяния кривая потока становится также несимметричной (см. §<sub>R</sub> на фиг. 12,  $a$  до  $d$ ).

На фиг. 11 для тягового двигателя, рассчитанного в качестве примера в разд. К, посредством кривой  $a$  (характеристика постоянного тока) представлена зависимость мгновенного значения потока  $\phi$  от мгновенного значения  $\theta$  полного тока возбуждения. По этой характеристике определены кривые  $A$ , при синусоидальном изменении тока, и  $B$ , при синусоидальном изменении потока, которые дают зависимости эффективного значения  $\Phi_{\text{eff}}$  потока от эффектив-

ного значения  $\Theta$  полного тока возбуждения. Мы можем называть эти характеристики «характеристиками переменного тока».

В действительности, однако, ни поток, ни ток во времени не изменяются синусоидально. Так как определение изменений во времени этих величин очень трудоемко и для каждой нагрузки получаются разные кривые, то в основу расчета двигателей кладут некоторую «среднюю» характеристику переменного тока и считают так, как если бы ток и поток изменялись во времени синусоидально.

Если разделить ординату  $\varphi$  характеристики постоянного тока  $a$  на  $\sqrt{2}$  и нанести ее в зависимости от таким же образом разделенной на  $\sqrt{2}$  абсциссы  $\vartheta/\sqrt{2}$ , то получится кривая  $b$ . Если нанести средние значения ординат  $a$  и  $b$ , то получится характеристика  $c$ , которая лежит между кривыми  $A$  и  $B$ , а именно ближе к  $A$ . Иногда она кладется в основу расчета двигателей как характеристика переменного тока [Л. 24 и 25]. Согласно исследованиям в разд. 6б, эта характеристика, по-видимому, применима для малых токов двигателя, тогда как характеристика переменного тока  $B$  и кривая  $d$ , рассчитанная по уравнению  $d = (a + 2b)/3$ , дают примерно правильные токи двигателя. Сильнее выделенную кривую  $d$  мы будем полагать средней характеристикой  $\Phi_{\text{eff}}(\Theta)$  переменного тока.

## 6. Определение изменений во времени величин переменного тока у последовательного двигателя

**а. Метод.** Изменение во времени потока возбуждения  $\varphi$  и тока якоря  $i$  можно приближенно определить графически, если пренебречь токами в секциях якоря, перекрытых щетками, и покрываемыми электрически потерями в железе [Л. 24].

Для э. д. с. покоя  $e_E$ , индуктированной в обмотке возбуждения, и э. д. с. вращения  $e$ , индуктированной в обмотке якоря, при двигательном режиме, мы можем написать:

$$e_E = -\omega_E \frac{d\varphi}{dt} \quad \text{и} \quad e = -Cn\varphi, \quad (18a \text{ и } b)$$

где  $C$  получено по ур. (1а). Если мы еще обозначим через  $u$  мгновенное значение напряжения на зажимах и через  $L = X/\omega$  индуктивность цепи тока, которая может быть принята не зависящей от насыщения железа (индуктивности рассеяния обмоток и индуктивность обмотки добавочных полюсов), то получим уравнение напряжений:

$$u + Ri + L \frac{di}{dt} = -Cn\varphi - \omega_E \frac{d\varphi}{dt}. \quad (18)$$

Если мы подставим в это уравнение

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{d\varphi}{di} \frac{di}{dt} \quad (18c)$$

и решим его относительно  $di/dt$ , то получим:

$$\frac{di}{dt} = - \frac{u + Ri + Cn\varphi}{L + \omega_E d\varphi/di}. \quad (18d)$$

Ток  $i$  можно определить графически, если задано изменение во времени напряжения на зажимах  $u$ , которое мы будем принимать, как правило, синусоидальным. Зависимость между  $i$  и  $\varphi$  дается магнитной характеристикой для мгновенных значений (характеристика постоянного тока). По ней можно также определить и построить кривую  $d\varphi/dt$  как функцию от  $i$ . Если мы теперь предварительно примем, что заданы два соответственных значения для  $u$  и  $i$  ( $u_1$  и  $i_1$ ) в установившемся режиме, то по характеристике постоянного тока также будут известны значения  $\varphi_1$  и  $d\varphi_1/di_1$  и мы сможем вычислить  $di_1/dt_1$  по ур. (18d). Если мы нанесем в плоскости  $t, i$  ток  $i_1$  как ординату в зависимости от абсциссы  $t_1$  и проведем через точку  $t_1, i_1$  касательную, вычисленную по ур. (18d), то получим короткий отрезок кривой тока  $i$  для времени  $t_1$  до  $t_2$ , который тем точнее приближается к кривой тока  $i$ , чем меньше выбран интервал времени  $t_2 - t_1$ . Таким образом мы получаем ток  $i_2$ , с помощью которого снова по ур. (18d) вычислим  $di_2/dt_2$ , и так же, как для  $i_2$  по  $i_1$ , получим теперь  $i_3$ . Если мы выполним определение кривой тока за полный период, то получим, при достаточно малых интервалах времени, снова ток  $i_1$ , т. е. кривую тока за один полный период.

Однако нам еще не известны два соответственных исходных значения  $u_1$  и  $i_1$  для установившегося режима; мы должны оба исходных значения принять произвольно или приближенно. При этом, если соответственные значения случайно были выбраны неправильно, то получается процесс включения, подобный такому же процессу у трансформатора (см. разд. А9б, т. III), который тем быстрее переходит в установившийся, чем точнее были оценены начальные значения и чем больше отношение  $(R + Cn\varphi/i):(L + \omega_E d\varphi/di)$  или чем больше активное сопротивление  $R$  и скорость вращения  $n$ . Под действием э. д. с. вращения, которая, будучи разделена на ток, по существу ведет себя как активное сопротивление, установившийся режим достигается значительно быстрее, чем у трансформатора, обычно уже за небольшую часть периода. Определение кривой тока нужно продолжать шаг за шагом до тех пор, пока через период не получится то же самое значение тока или через половину периода то же его отрицательное значение.

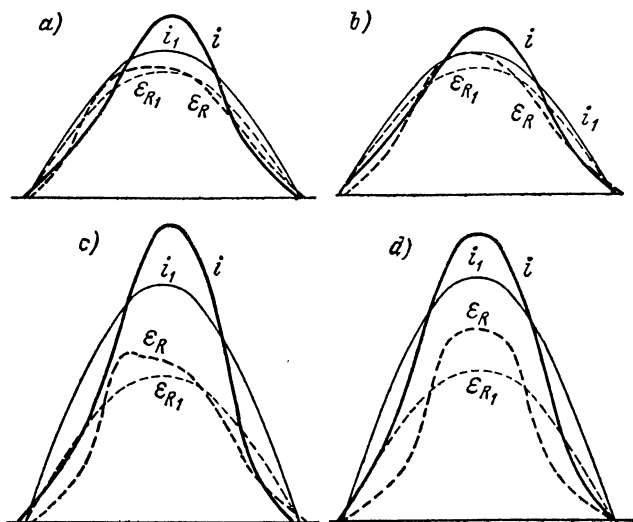
Два соответственных значения  $u_1$  и  $i_1$  могут быть легко оценены, если вычислить для рассматриваемого установившегося рабочего режима действующие значения  $U$  и  $I$  — напряжения на зажимах и тока — по характеристике переменного тока (см. разд. 5 и В3с).

Тогда при  $i_1 = 0$  по фиг. 32, б должно быть  $u_1 = \sqrt{2} (E_{\text{Э}} + XI)$ .

По кривой тока  $i$  мы получим одновременно также кривую потока  $\varphi$  и кривую  $e_E = -\omega_E (d\varphi/di) (di/dt)$  и э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R = e_E \omega_h / \omega_E$ , которая индуцируется между смежными коллекторными пластинами в коммутационной зоне [см. ур. (7а)].

**б. Примеры.** Этим методом для тягового двигателя, рассчитанного в разд. К, были определены основные величины для следующих четырех рабочих режимов: при номинальном моменте с  $n = 1490 \text{ об/мин}$  (близкой к практически часто встречающейся наибольшей скорости вращения) и  $n = 500 \text{ об/мин}$  (около половины номинальной скорости вращения); при примерно пусковом моменте и  $n = 1000$  и  $200 \text{ об/мин}$ . Ток и поток принимались совпадающими по фазе; влияние токов в секциях якоря, перекрытых щетками (см. разд. 7), следовательно, пренебрегалось. В ур. (18) подставлено  $R = 0,015 \text{ ом}$ ,  $L = 0,02/2\pi \cdot 16,67 = 1,91 \times 10^{-4} \text{ гн}$  (разд. К6с и 7е),  $C = 620$ ,  $w_E = 20$  (разд. К6а).

На фиг. 12, а до d нанесены ток двигателя  $i$  и э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  в короткозамкнутой секции якоря, а также их основные гармонические в зависимости от



Фиг. 12. Ток якоря  $i$  и э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  (основные гармонические  $i_1$ ,  $\mathcal{E}_{R1}$ ) для тягового двигателя: а) и б) номинальный момент — а) высшая скорость, б) половина номинальной скорости; в) и д) пусковой момент — в) номинальная скорость, д) 0,2 номинальной скорости.

временного угла  $\omega t$ . При этом для экономии места основные гармонические  $i_1$  и  $\mathcal{E}_{R1}$  изображены совпадающими по фазе, в то время как в действительности они сдвинуты по фазе одна относительно другой на  $90^\circ$ . Рисунки позволяют видеть отклонения тока  $i$  и э. д. с.  $\mathcal{E}_R$  от синусоидальной формы.

В табл. 2 сопоставлены важнейшие данные исследования. В первых трех столбцах после скорости вращения  $n$  записаны вращающие моменты, вычисленные по ур. (16) и ур. (17б и с). Ур. (16) дает самое точное значение. Приближенное уравнение (17б), в котором приняты во внимание только основные гармонические тока и потока (во всех случаях  $\cos \epsilon_1 \approx 1$ ), дает для вращающего момента практически то же значение, что и ур. (16), в то время как приближенное уравнение (17с), в котором вращающий момент принят пропорциональным произведению эффективных значений тока и потока, дает несколько преувеличенные значения. Отклонения получаются тем больше, чем больше вращающий момент, и составляют при пусковом моменте 4%.

Мы видим, таким образом, что для практических случаев вращающий момент можно рассчитывать по простому ур. (17с). На фиг. 13 нанесены вращающие

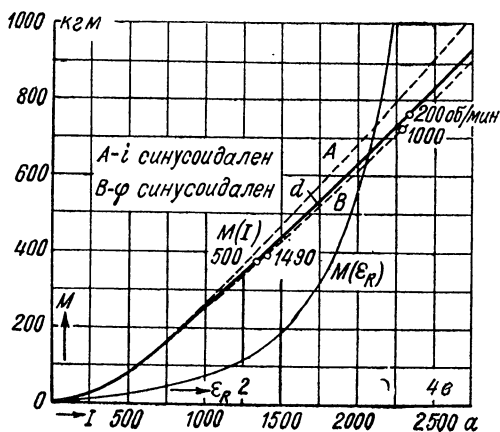
моменты, вычисленные по ур. (17с) для нашего тягового двигателя в зависимости от действующего значения тока двигателя. В основу расчета кривых, обозначенных  $A$ ,  $B$  и  $d$ , положены характеристики переменного тока  $A$ ,  $B$  и  $d$  на фиг. 11. При этом (см. разд. 5) принято, что ток и поток изменяются синусоидально. Для рассматриваемых здесь случаев вращающие моменты, вычисленные по точному ур. (16), указаны маленькими кружками с соответствующими скоростями вращения. Кружки тем ближе располагаются к кривой  $B$ , чем больше скорость вращения.

Таблица 2

Сопоставление данных по кривым тока и потока тягового двигателя

n, об/мин	M, кгМ, по			Поток, мкс		Э. д. с. покоя, в			$\frac{\mathcal{E}_R \max}{\mathcal{E}_{R_1 \max}}$	Ток, а			$\frac{i_{\max}}{i_{1\max}}$
	ур. (16)	ур. (17)	ур. (17с)	$\Phi_{\text{eff}}$	$\Phi_{1\text{eff}}$	$\mathcal{E}_R$	$\mathcal{E}_R \max$	$\mathcal{E}_{R_1 \max}$		I	$i_{\max}$	I <sub>1</sub>	
1490	391	385	398	2,83	2,80	2,93	4,20	4,15	1,01	1408	2390	1369	1,22
500	371	367	378	2,82	2,79	2,96	4,60	4,14	1,11	1338	2170	1309	1,17
1000	721	720	751	3,26	3,26	3,45	5,53	4,80	1,15	2291	3900	2200	1,25
200	760	758	788	3,35	3,34	3,68	6,25	4,95	1,26	2338	3780	2273	1,17

Вращающие моменты, рассчитанные с помощью характеристики переменного тока  $d$  на фиг. 11 по эффективным значениям синусоидально изменяющихся тока и потока, таким образом, достаточно хорошо совпадают с моментами, получаемыми по точному ур. (16).



Фиг. 13. Зависимости вращающего момента  $M$  от тока якоря  $I$  для различных характеристик переменного тока по фиг. 11; зависимость  $M$  от э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$ .

Далее в таблице следуют значения э. д. с. покоя в одной короткозамкнутой щетками секции якоря.  $\mathcal{E}_R \max / \mathcal{E}_{R1} \max$  показывает, в каком отношении действительное максимальное значение э. д. с. покоя больше, чем оно было бы при синусоидальном изменении потока. Это отношение является важным для оценки иск-

рения под щетками, которое вызывается э. д. с. покоя или ее остаточной величиной. С понижением скорости и увеличением тока оно становится больше.

Последние столбцы таблицы содержат величины токов;  $i_{\max}/i_{1\max}$  показывают отношение действительно имеющего место максимального значения тока к амплитуде его основной гармонической, которое имеет значение для магнитной характеристики цепи добавочных полюсов. С уменьшением скорости вращения это отношение становится меньше, но с ростом тока — увеличивается.

## 7. Процессы в короткозамкнутых щетками секциях якоря

**а. При неподвижном якоре.** В двигателях переменного тока поток возбуждения, который в двигателях постоянного тока независимого возбуждения при установившемся режиме является неизменным, пульсирует в такт с переменным током и индуцирует э. д. с. покоя в короткозамкнутых щетками секциях якоря. Вызванные этими э. д. с. токи короткого замыкания, протекающие поперек щеток, особенно опасны при неподвижном якоре. При этом щетки в течение нескольких секунд перекрывают одни и те же коллекторные пластины, и охлаждение щеточных контактов посредством соприкосновения с другими более холодными коллекторными пластинами не имеет места. Края щеток могут при этом раскаливаться, из-за чего портится структура щеток, и края щеток могут выкрашиваться. Наименее чувствительными являются электрографитные щетки, которые при кратковременном накаливании не меняют своей структуры [Л. 26, стр. 129].

Секции якоря, перекрываемые щетками, представляют собою как бы вторичную обмотку трансформатора, замкнутую накоротко щетками, первичной обмоткой которого является обмотка возбуждения. Поэтому они также противодействуют току в обмотке возбуждения и у последовательных машин создают сдвиг фаз между током якоря и потоком возбуждения [Л. 15], снижающий [по ур. (15)] вращающий момент.

Токи короткого замыкания можно ограничить путем выбора достаточно малых значений для э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$ , но, как мы это видели в разд. 2d, коллектор будет тем больше, чем меньше э. д. с. покоя в короткозамкнутых щетками секциях якоря.

Расчет токов короткого замыкания при покое очень ненадежен потому, что переходное напряжение при неподвижных щетках и неподвижном коллекторе, особенно под влиянием нагревания, колеблется в больших пределах, и щетки не всей своей поверхностью одинаково соприкасаются с коллекторными пластинами. Несмотря на эту большую неопределенность, мы попытаемся здесь найти ток короткого замыкания при наименьших упрощающих предположениях.

Положим, что середина щетки совпадает с серединой изолирующей прокладки и щетка перекрывает ровно две коллекторные пластины (фиг. 14, а). Пренебрежем сначала главным током  $I/p$ , который протекает через щетку в обмотку якоря. При переменном токе

определяющим для переходного напряжения приближенно является, по разд. II К, т. I, действующее значение тока. Поэтому мы можем выразить действующее значение переходного напряжения от пластины 1 на фиг. 14, *a* к щетке и пластине 2 через действующее значение  $G_k$  плотности тока. Для угольных щеток, типичных для однофазных тяговых двигателей, при вращающемся коллекторе примерно справедлива кривая  $V(G_k)$  на фиг. 15, *a*, которую мы можем ориентировочно продолжить согласно известным практическим данным и принять здесь за действительную также при неподвижном коллекторе.

Спротивление короткозамкнутой цепи составляется из активного сопротивления  $R_k$  и реактивного сопротивления  $X_k$  короткозамкнутой секции якоря при рабочем соединении двигателя и переходного сопротивления от пластины к щетке + щетки к пластине. Обозначим через  $I_k$  сумму токов во всех короткозамкнутых секциях якоря, полагая при этом  $2p$  секций якоря включенными параллельно; через  $R_1$  — их основное активное сопротивление; через  $X_{1\sigma}$  — реактивное сопротивление рассеяния; через  $X_{1h}$  — их основное индуктивное сопротивление. Далее, обозначим через  $I'$  ток, индуктированный в обмотке возбуждения токами короткого замыкания и приведенный к цепи короткого замыкания. В последовательном двигателе ток протекает также через соединенные с обмоткой возбуждения последовательно другие обмотки двигателя; через  $R'$  и  $X'$  обозначим приведенные к цепи короткого замыкания активное и реактивное сопротивления в цепи двигателя (исключая  $X_{\epsilon h}$ ). Тогда получим уравнения напряжений для расчета сопротивления короткого замыкания секций якоря, перекрытых щетками:

$$\dot{U}_k + R_1 I_k + jX_{1\sigma} I_k + jX_{1h} (I_k + I') = 0; \quad (19a)$$

$$R' I' + jX' I' + jX_{1h} (I_k + I') = 0, \quad (19b)$$

если  $\dot{U}_k$  — напряжение, приложенное к коллекторным пластинам. Из ур. (19а и б) мы получаем с сокращением:

$$a = \frac{X_{1h}^2}{R'^2 + (X_{1h} + X')^2}; \quad (20a)$$

$$\frac{\dot{U}_k}{-I_k} = R_k + jX_k = R_1 + aR' + j[(X_{1h} + X_{1\sigma}) - a(X_{1h} + X')] \quad (20)$$

или грубо приближенно:

$$R_k + jX_k \approx R_1 + j(X_{1\sigma} + X'). \quad (20')$$

Возьмем числовые значения для тягового двигателя, рассчитанного в разд. К (см. К6 и 7). Активное сопротивление одной секции якоря равно 0,001 ом; таким образом.  $R_1 = 0,001/2p = 1 \cdot 10^{-4}$  ом. Магнитные проводимости пазового рассеяния и рассеяния по головкам зубцов получаются по разд. II М1а и 2, т. I, как  $\lambda_N = 2,5$ ,  $\lambda_\zeta = 2$ . При этом по ур. (376) и (399), т. I, при 16,67 *гц* и  $q = 1$  будет:

$$X_{1N+K} = 0,158 \cdot 0,1667 \cdot \frac{1}{100^2} \cdot \frac{35}{5} \cdot \frac{2,5 + 2}{1} = 0,83 \cdot 10^{-4} \text{ ом};$$

$$X_{1\sigma} \approx 0,9 \cdot 10^{-4} \text{ ом}.$$

Коэффициент трансформации между параллельно включенными короткозамкнутыми контурами и обмоткой возбуждения равен  $1 : 20$ . При пуске по фиг. 13  $\mathcal{E}_R = 3,4$  в,  $E_{Eh} = 20 \cdot 3,4 = 68$  в и  $I = 2310$  а; таким образом,  $X_{\varphi h} = E_{Eh}/I = 0,0295$  ом,  $X_{1h} = 0,0295/20^2 = 0,739 \cdot 10^{-4}$  ом. Активное сопротивление обмоток двигателя при рабочем включении составляет  $R = 0,015$ ; следовательно,  $R' = 0,375 \cdot 10^{-4}$  ом, реактивное сопротивление цепи двигателя (без  $X_{Eh}$ )  $X = 0,02$ ,  $X' = 0,5 \cdot 10^{-4}$  ом. При этих числовых значениях получаем по ур. (20)  $R_k \approx 0,00011$ ,  $X_k \approx 0,00012$  ом [приближенное ур. (20') дает  $R_k \approx 0,00010$ ,  $X_k \approx 0,00014$ ].

На полюс мы имеем по 5 щеток по 5 см длиной; ширина пластины равна примерно 4,3 мм. При этом мы получаем поверхность, с которой все щетки прилегают к одной пластине,  $10 \cdot 5 \cdot 5 \cdot 0,43 = 107,5$  см<sup>2</sup>. Если мы округлим ее до 100 см<sup>2</sup>, то  $I_k = 100 G_k$  или  $I_k/2p = 10 G_k$ .

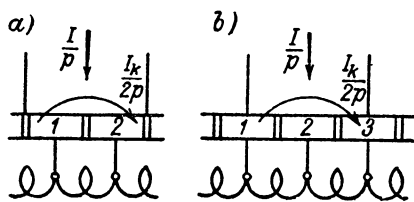
При рассмотрении фиг. 15, а следует обращать внимание сначала только на сильнее выделенные кривые и прямые. Для определения тока короткого замыкания  $I_k/2p$  нанесем в системе координат кривой  $V(G_k)$  в направлении отрицательных ординат прямую  $R_k I_k$  и вторую прямую  $L$  на фиг. 15, а, которая представляет собою  $R_k I_k$  как функцию от  $(1 + X_k) I_k$ . Для  $X_k I_k$  нужно выбрать тот же самый масштаб, что и для  $R_k I_k$  и  $V$ . Разность абсцисс обеих прямых  $R_k I_k$  и  $L$  тогда равна  $X_k I_k$ . Возьмем теперь  $\mathcal{E}_R$  раствором циркуля, который мы поставим одним острием на прямую  $L$ , а другим на кривую  $V(G_k)$  так, чтобы  $\mathcal{E}_R$  была гипотенузой катетов  $X_k I_k$  и  $V + R I_k$ . В указанном на фиг. 15, а случае получаем, при  $\mathcal{E}_R = 3,4$  в, отрезок на оси абсцисс  $G_k = 68$  а/см<sup>2</sup> (цифры не в скобках), которому соответствует ток короткого замыкания в одной секции якоря  $I_k/2p = 10 \cdot 68 = 680$  а.

В действительности, через щетки одного пальца протекает еще главный ток якоря  $I/p$ , который в большинстве практических случаев при покое меньше, чем  $I_k/2p$  и сдвинут относительно  $I_k$  по фазе. Часть этого тока в пластине 1 (фиг. 14, а) вычитается из тока  $I_k/2p$ , разность в пластине 2 прибавляется к току  $I_k/2p$ . Распределение происходит таким образом, что новое переходное напряжение  $V'$  остается в фазе со старым  $V$ . В предположении синусоидальности изменения во времени мгновенных значений токов и напряжений, на фиг. 15, б, при  $I_k/2p = 680$  а и пусковом токе  $I/p = 2310/5 = 462$  а, распределение тока  $I/p$  между пластинами 1 и 2 принято таким, чтобы  $V'$  было в фазе с  $I_k$  и  $V$ .

Мы видим, что  $V'$  получается несколько меньшим, чем  $V$ , а ток короткого замыкания при наложении главного тока должен быть несколько больше. Мы можем приближенно определить новое значение тока короткого замыкания, если уменьшим ординаты кривой  $V(G_k)$  в отношении  $V'/V$  и по этой кривой найдем  $I_k$  описанным выше способом (пунктир на фиг. 15, а). Ток короткого замыкания  $I_k/2p$  возрастет, таким образом, с 680 а до 735 а, следовательно — незначительно.

Когда средние линии щетки и коллекторной пластины совпадают (фиг. 14, б), щетками будут перекрыты две последовательно включенные секции якоря. Э. д. с. покоя, действующая между пластинами 1 и 3, равна  $2\mathcal{E}_R$ , т. е. в нашем случае 6,8 в. Коэффициент трансформации между короткозамкнутыми контурами и обмоткой возбуждения теперь будет  $1 : 10$ . Активное сопротивление  $R_k$  будет вдвое больше, чем раньше, а все прочие сопротивления учетверяются. При этом мы получаем по ур. (20)  $R_k = 2,3 \cdot 10^{-4}$  и  $X_k = 5,6 \cdot 10^{-4}$  ом [приближенное ур. (20') дает  $R_k = 2,0 \cdot 10^{-4}$ ,  $X_k = 5,6 \cdot 10^{-4}$  ом].

Поверхность, по которой щетки соприкасаются с пластинами 1 и 3, теперь вполуполу меньше, и, следовательно,  $I_k/2p = 5 G_k$ . Этому случаю на фиг. 15, а

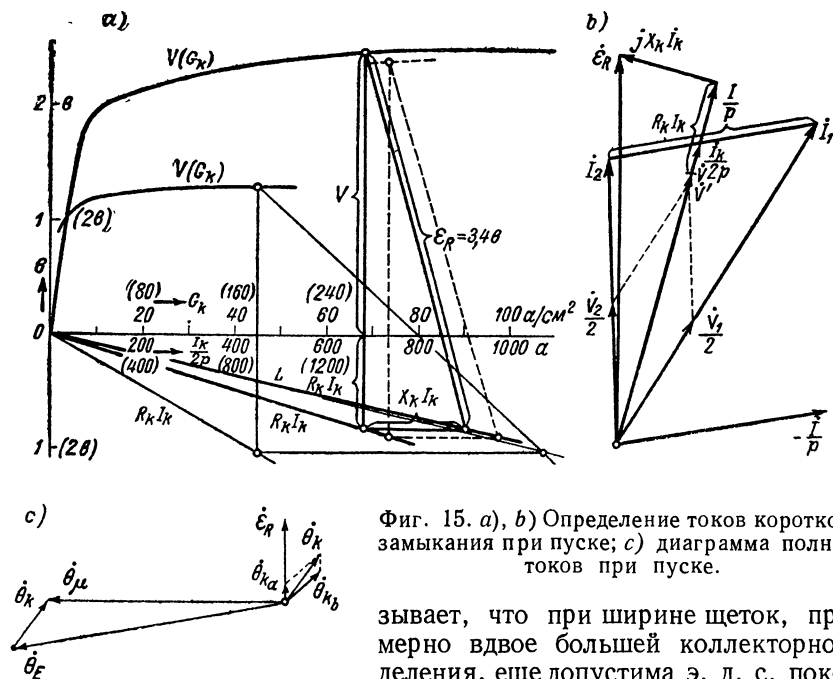


Фиг. 14.



соответствуют прямые и кривые, изображенные тонкими линиями; при этом числовые значения указаны в скобках. Ток короткого замыкания каждой щетки составляет в этом случае  $I_k/2p = 900$  а.

При высоких плотностях тока, которых, согласно нашему расчету, особенно следует ожидать в положении щеток по фиг. 14, б, щетки нагреваются и доходят в конце концов до раскаливания. Вследствие отрицательного температурного коэффициента угля временно также падает переходное сопротивление в контуре секции, контакт становится непостоянным, так что приведенные здесь примеры расчетов оказываются несправедливыми. Опыт, однако, пока-



Фиг. 15. а), б) Определение токов короткого замыкания при пуске; в) диаграмма полных токов при пуске.

зывает, что при ширине щеток, примерно вдвое большей коллекторного деления, еще допустима э. д. с. покоя между смежными коллекторными пластинами около 3,5 в, без ущерба для щеток и коллектора. Этот факт объясняется тем, что щетки при покое прилегают к коллектору не всей скользящей поверхностью.

Вследствие сотрясений при покое, вызванных изменяющимся во времени тяговым усилием в направлении окружности коллектора, щетки трясутся и поэтому неодинаково прилегают ко всем пластинам, а также в некоторой степени опрокидываются в направлении окружности коллектора. Когда отдельные щетки раскаливаются, контактное сопротивление благодаря сотрясениям снова повышается, так что приведенный выше метод расчета (характеристика щеток как при вращающемся якоре!) здесь все же не так далеко отклоняется от действительности, как это вначале может показаться.

Для приближенного определения реакции токов короткого замыкания, по нашему методу расчета, мы можем принять, что одна половина всех щеток находится в положении по фиг. 14, *a*, а другая по фиг. 14, *b*. По всей магнитной цепи щетки по фиг. 14, *a* дают тогда полный ток  $\dot{\Theta}_{ka} = \dot{I}_{ka}/2p = 735$  *a*, который изображен, с учетом его фазы, на фиг. 15, *c*. Токи короткого замыкания при положении щеток по фиг. 14, *b* текут через два последовательно включенных витка, поэтому  $\dot{\Theta}_{kb} = 2I_{kb}/2p = 1800$  *a*. Фаза определяется по треугольнику, проведенному тонкими линиями на фиг. 15, *a*;  $|\dot{\Theta}_{ka} + \dot{\Theta}_{kb}| = \dot{\Theta}_k = 2400$  *a* есть суммарный полный ток короткого замыкания по всей магнитной цепи. При принятой э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R = 3,4$  *a*,  $\omega_E/p = 4$  и  $I = 2310$  *a* (разд. К6 и 8, табл. 8)  $\dot{\Theta}_\mu = 4 \cdot 2310 = 9240$  *a*. При этом мы получаем диаграмму полных токов, изображенную на фиг. 15, *c*. Ток двигателя по фиг. 15, *c* будет  $\dot{\Theta}_E/4 = 10800/4 = 2700$  *a*; развиваемый при этом вращающий момент, также больше в отношении составляющей  $\dot{\Theta}_E$  в фазе с  $\dot{\Theta}_\mu$  к полному току намагничивания  $\dot{\Theta}_\mu$ , чем принятый пусковой момент, т. е. больше в 1,14 раза. Это могло бы соответствовать действительности, но мы не должны забывать, что наш приближенный расчет является не очень надежным. Вращающим моментом, который создают токи короткого замыкания с потоком в коммутационной зоне, согласно разд. B5*d*, мы можем пренебречь.

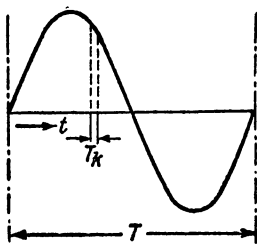
Для стационарных двигателей, особенно репульсионных двигателей, часто применяют очень узкие щетки (менее чем 5 мм), которые в тяговых установках из-за опасности поломки оказываются недопустимыми. При таких узких щетках, согласно опытным данным, можно допускать более высокие значения э. д. с. покоя (примерно до 5 *a*), если при этом предусмотрено, что при включении машина тотчас же пускается (последний абзац в разд. D3*c*).

Для того чтобы можно было применять большие значения э. д. с. покоя, не подвергая опасности щетки, можно вводить добавочные сопротивления между обмоткой и коллектором. Такие двигатели раньше выпускались фирмой BBC. Часть этих сопротивлений, однако, обтекается главным током, что ухудшает коэффициент полезного действия машины. Чтобы можно было повысить э. д. с. покоя примерно в 1,5 раза по сравнению с таковой в двигателях без сопротивлений, потери в добавочных сопротивлениях, вызванные главным током, сами должны достигать почти величины потерь в меди якоря. В последнее время эти соединительные сопротивления были оставлены, поскольку у тяговых двигателей они иногда были причиной аварий.\*

Э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  в короткозамкнутых секциях якоря при неподвижном якоре, естественно, не может быть компенсирована посредством э. д. с. вращения. Ее компенсация также невозможна посредством второй э. д. с. покоя, которая ей противодействует. Если результирующая э. д. с. покоя исчезает, то поток, сцепленный с короткозамкнутой секцией якоря, также равен нулю; следовательно, тогда двигатель не может развивать вращающего момента [Л. 32].

\* Добавочные сопротивления, включаемые между обмоткой якоря и коллектором, не перспективные для тяговых двигателей 16<sup>2</sup>/<sub>3</sub> *гц*, нашли практическое применение в современных французских тяговых двигателях 50 *гц* (двигатель MS-92 фирмы Jeumont, электровозы BB 12000) [РЛ.1,2]. (Прим. ред.).

б. Э. д. с. покоя при вращающемся якоре. Когда якорь приходит во вращение, ток короткого замыкания в секции прерывается. При этом при высоких, но практически еще допустимых значениях для э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$ , под щетками возникает брызгающее искрение, которое вызывается вырывающимися маленькими раскаленными частичками угля; однако в течение короткого времени пуска оно обычно безвредно и не портит коллектор. При постоянной э. д. с.  $\mathcal{E}_R$  ток короткого замыкания пускаемого двигателя сначала несколько возрастает, так как щетки лучше прилегают к коллектору.



Фиг. 16. Э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  и период короткого замыкания  $T_k$ .

Но уже при незначительной скорости вращения брызгающее искрение исчезает, потому что токи короткого замыкания, вызванные э. д. с. покоя, не могут полностью установиться за сравнительно малый период короткого замыкания и с возрастанием скорости вращения быстро уменьшаются.

Период короткого замыкания  $T_k$  одной секции якоря при одноходовой петлевой обмотке ( $a = p$ ) и очень тонких изоляционных прокладках между коллекторными пластинами определяется отношением ширины щетки  $b$  к окружной скорости коллектора  $v_K$  (разд. III B1a, т. I). При учете толщины изоляционной прокладки  $j$  и отношения  $a/p$  при любых коллекторных обмотках мы должны подставлять введенную в разд. III B3b, ур. (585), т. I, теоретическую ширину щетки

$$b = b - j + (1 - a/p) t_K, \quad (21)$$

где  $t_K$  — коллекторное деление. Тогда для периода короткого замыкания получаем:

$$T_k = \frac{b_j}{v_K} = \frac{\beta t_K}{v_K} \quad \text{при } \beta = \frac{b_j}{t_K}. \quad (22a \text{ и } b)$$

Если мы разделим этот период короткого замыкания на период переменного тока  $T = 1/f$ , то получим отношение:

$$\frac{T_k}{T} = \frac{\beta t_K}{v_K} f \quad (22c)$$

У рассчитанного в разд. К тягового двигателя с коллекторным делением  $t_K = 0,516 \text{ см}$ , с окружной скоростью вращения коллектора при номинальном режиме  $v_K = 2855 \text{ см/сек}$  и щеточным перекрытием  $\beta \approx 2$ ,  $T_k = 0,00036 \text{ сек}$ ; при обычной для однофазных тяговых двигателей частоте  $f = 16^{2/3} \text{ гц}$   $T = 0,06 \text{ сек}$ . При этом получим  $T_k/T \approx 0,006$ . Таким образом, при номинальной скорости вращения  $T_k$  составляет лишь очень малую долю периода переменного тока. На фиг. 16 показан  $T_k$  при  $1/10$  номинальной скорости.

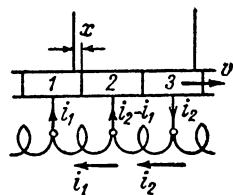
С частотой переменного тока также пульсирует поток возбуждения, который индуцирует в короткозамкнутых секциях якоря э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$ . В течение малого периода короткого замыкания э. д. с.  $\mathcal{E}_R$  практически неизменна и равна ее среднему мгновенному

значению. Если бы якорь вращался строго синхронно с частотой переменного тока, то определенная секция якоря замыкалась бы накоротко всегда при одном и том же значении э. д. с.  $\mathcal{E}_R$ . Однако для различных секций на двойном полюсном делении неизменное значение  $\mathcal{E}_R$  лежало бы между величинами —  $\mathcal{E}_{R\max}$  и  $\mathcal{E}_{R\min}$ . Машина вела бы себя подобным же образом, если бы скорость вращения составляла  $1/g$  синхронной скорости, где  $g$  есть целое число, в то время как при других скоростях вращения секции замыкаются накоротко попеременно при различных мгновенных значениях  $\mathcal{E}_R$ .

Соотношение между скоростью вращения и частотой переменного тока не является, однако, постоянным. Малейшего изменения напряжения на зажимах, частоты сети, вращающего момента или температуры обмотки достаточно, чтобы сдвинуть значение  $\mathcal{E}_R$  по окружности якоря, так что в действительности каждая секция якоря проходит все мгновенные значения  $\mathcal{E}_R$ , и поэтому все пластины коллектора практически одинаково нагружаются током короткого замыкания и искрением под щетками, которые вызываются э. д. с. покоя.

Протекание токов короткого замыкания определяется, главным образом, переходным сопротивлением между щеткой и коллекторной пластиной, если не введены добавочные сопротивления между обмоткой и коллектором, и индуктивностью контура секции. Так как поведение переходного сопротивления в течение периода замыкания щетками недостаточно известно, примем для приблизительного расчета протекания токов короткого замыкания, что переходное сопротивление единицы контактной поверхности щетки остается неизменным. Здесь это более допустимо, чем при неподвижном якоре, так как сильнее нагруженные части щеток непродолжительно прилегают к одним и тем же коллекторным пластинам. Кроме того, с ростом скорости вращения под влиянием индуктивности токи короткого замыкания падают, так что при достаточно высокой скорости переходное сопротивление определяется в основном главным током, протекающим через щетки.

Предположим, что ширина щеток  $b$  равна двойному коллекторному делению  $t_K$ , и пренебрежем толщиной изоляции. Период короткого замыкания будем отсчитывать от момента  $t = 0$ , когда на фиг. 17  $x = 0$  и секция 1, следовательно, вступает в короткое замыкание. Если мы обозначим через  $R$  переходное сопротивление одного из  $2p$  комплектов щеток, через которые протекает главный ток  $I$ , то для переходных сопротивлений  $R_1, R_2, R_3$  между щеткой и пластинами 1, 2, 3 можем написать в пределах  $0 \leq t \leq T_K/2$ ,  $0 \leq x \leq b/2$ :



Фиг. 17.

$$R_1 = \frac{b}{x} R; \quad R_2 = 2R; \quad R_3 = \frac{b}{t_K - x} R = \frac{2b}{b - 2x} R. \quad (23a \text{ до } c)$$

Пренебрежем активным сопротивлением секций якоря, которое, вследствие своей малости, по сравнению с переходными сопротивлениями оказывает очень незначительное влияние на ток короткого замыкания, действующий во вращающемся якоре. Пусть  $L$  есть собственная индуктивность секции якоря (включая взаимную индуктивность с секциями, короткозамкнутыми другими щетками),  $M$  — взаимная индуктивность между секциями 1 и 2 на фиг. 17, которые замыкаются накоротко одним и тем же комплектом щеток. При направлениях токов по фиг. 17, согласно закону индукции, для токов короткого замыкания  $i_1$  и  $i_2$  одного комплекта щеток получаются уравнения [Л. 33]:

$$\mathcal{E}_R - L \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt} = R_1 i_1 - R_2 (i_2 - i_1); \quad (24a)$$

$$\mathcal{E}_R - L \frac{di_2}{dt} - M \frac{di_1}{dt} = R_2 (i_2 - i_1) + R_3 i_2, \quad (24b)$$

или с учетом ур. (23а до с) и окружной скорости коллектора  $v = v_K = dx/dt$

$$\mathcal{E}_R - Lv \frac{di_1}{dx} - Mv \frac{di_2}{dx} = \left(2 + \frac{b}{x}\right) Ri_1 - 2Ri_2; \quad (25a)$$

$$\mathcal{E}_R - Lv \frac{di_2}{dx} - Mv \frac{di_1}{dx} = \left(2 + \frac{2b}{b-2x}\right) Ri_2 - 2Ri_1. \quad (25b)$$

Если мы исключим  $di_2/dx$  из ур. (25а) и  $di_1/dx$  из ур. (25b), то получим:

$$\frac{di_1}{dx} = \frac{\mathcal{E}_R}{(L+M)v} - \left(2 + \frac{b}{x} + 2 \frac{M}{L}\right) Ci_1 + \left[2 + \left(2 + \frac{2b}{b-2x}\right) \frac{M}{L}\right] Ci_2; \quad (26a)$$

$$\frac{di_2}{dx} = \frac{\mathcal{E}_R}{(L+M)v} - \left(2 + \frac{2b}{b-2x} + 2 \frac{M}{L}\right) Ci_2 + \left[2 + \left(2 + \frac{b}{x}\right) \frac{M}{L}\right] Ci_1, \quad (26b)$$

где

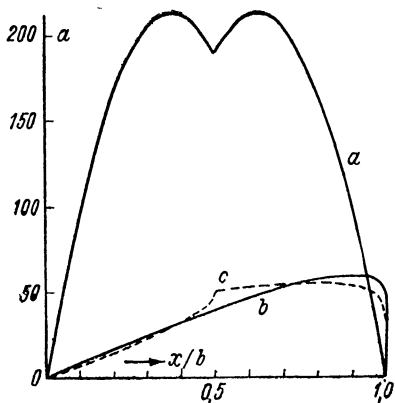
$$C = \frac{LR}{(L^2 - M^2)v}. \quad (26c)$$

Эти уравнения удобны для графического определения кривых тока. Они справедливы, правда, только для пределов  $0 \leq x \leq b/2$ . Однако при  $x = b/2$  секция 1 принимает то же самое положение относительно щетки, которое имела секция 2 при  $x = 0$ . Изменение тока  $i_2$  в пределах  $0 \leq x \leq b/2$ , таким образом, дает также изменение тока  $i_1$  в пределах  $b/2 \leq x \leq b$ . При  $x=0$  ток  $i_1=0$ , при  $x=b/2$  должно быть  $i_2=0$ ;  $i_1$  при  $x=b/2$  должен быть равен  $i_2$  при  $x=0$ . Кривые  $i_1$  и  $i_2$  можно определить приближенно, если мы заменим отношения дифференциалов через отношения конечных разностей. При этом мы сначала определяем  $i_2$  при  $x=0$  и изменяем это значение до тех пор, пока  $i_1$  при  $x=b/2$  не будет равно  $i_2$  при  $x=0$ .

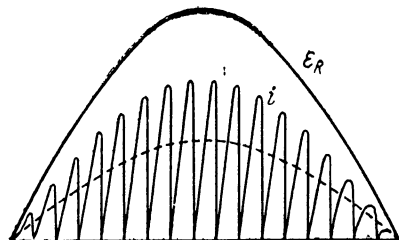
Для тягового двигателя, рассчитанного в разд. К, при номинальном режиме общее переходное сопротивление под щетками  $R_B \approx 26/1312 \text{ а} = 0,001525 \text{ ом}$ ; следовательно,  $R = pR_B/2 = 0,00381 \text{ ом}$  и  $v_K = 2855 \text{ см/сек}$ . Реактивное со-

противление для  $2p$  параллельно включенных секций якоря нами было определено в разд. а при  $16\frac{2}{3}$  гц как  $0,00012$  ом. При этом мы получаем собственную индуктивность одной секции  $L = 1,235 \cdot 10^{-5}$  гн. Щетки принимаем по ширине точно в два раза превышающими коллекторное деление, т. е.  $1,032$  см. Действующее значение  $\mathcal{E}_R$  при номинальном режиме  $2,92$  в. Если мы подставим в ур. (26а и б) действующее значение вместо мгновенного значения  $\mathcal{E}_R$ , то полученные таким образом мгновенные значения токов также одновременно дадут и их действующие значения. При быстром изменении тока, согласно разд. IIК (стр. 237), т. I, переходное сопротивление определяется действующим значением тока.

Если мы пренебрежем сначала взаимной индуктивностью  $M$  между секциями 1 и 2 на фиг. 17, то кривая  $b$  на фиг. 18 для  $M = 0$  будет представлять ток  $i$  в секции 1 за весь период короткого замыкания при номинальном режиме нашего двигателя. Благодаря взаимной индуктивности  $M$  демпфируется быстрое изменение тока в конце короткого замыкания (см. разд. IIВ, 11, т. I). У обмотки якоря нашего двигателя обе секции одинаковы и  $M \approx L/2$ . Это показано пунктирной кривой на фиг. 18. Для сравнения на фиг. 18 изображена также кривая



Фиг. 18. Ток  $i$  в секции якоря в зависимости от относительной площади перекрытия щеток;  $a$  — при очень малой;  $b$  и  $c$  — при номинальной скорости вращения.



Фиг. 19. Временное изменение э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  и тока короткого замыкания  $i$  для случая  $b$  на фиг. 18.

тока при отсутствии индуктивностей ( $L = M = 0$ ) или при исчезающе медленном изменении тока. Она соответствовала бы неподвижному состоянию, если бы была справедлива принятая здесь неизменность контактного сопротивления щеток на единицу поверхности контакта, как в среднем это имеет место для главного тока при номинальном режиме.

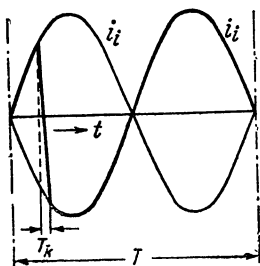
Среднее значение тока в каждой из двух секций, перекрытых одним комплектом щеток, по кривой  $a$  на фиг. 18 составляет  $180$  а. Полный ток короткого замыкания для всей магнитной цепи определяется полным током двух щеточных аппаратов разной полярности. Тогда для кривой  $a$  получается полный ток короткого замыкания  $\Theta_k = 4 \cdot 180 = 720$  а. Под влиянием индуктивностей среднее значение тока короткого замыкания по сравнению с кривой  $a$  значительно уменьшается. Так, для кривой  $c$ , которая соответствует номинальному режиму, оно будет около  $37$  а, т. е. примерно только  $0,2$  от среднего значения по кривой  $a$ . Таким образом, полный ток короткого замыкания при номинальном режиме  $\Theta_k = 4 \cdot 37 = 148$  а, что составляет от полного тока возбуждения  $\Theta_E = 4 \cdot 1312 \approx 5250$  а только  $2,8\%$ . Реакция токов короткого замыкания при вращающейся машине становится едва заметной, если даже э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  и не компенсируется э. д. с. вращения.

Токи короткого замыкания при вращающемся якоре отличаются от токов короткого замыкания при неподвижном якоре еще в другом

отношении. В то время как в последнем случае под влиянием индуктивности они отстают по фазе от э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$ , их основная гармоническая при вращающемся якоре практически совпадает по фазе с  $\mathcal{E}_R$ . На фиг. 19 показан ток короткого замыкания  $i$  в коммутационной зоне примерно по кривой  $b$  на фиг. 18 за половину периода э. д. с.  $\mathcal{E}_R$ , причем для наглядности  $T_K$  принят в 10 раз больше, чем при номинальном режиме. Изображенная пунктиром основная гармоническая  $i$  практически совпадает по фазе с основной гармонической  $\mathcal{E}_R$ .

С увеличением скорости вращения средний ток короткого замыкания становится меньше, но э. д. с. самоиндукции при разрыве контура короткого замыкания ( $t = T_K$ ) возрастает (см. кривые  $a$ ,  $b$  и  $c$  на фиг. 18 при  $x/b = 1$ ).

Если якорь с коллектором, который находится в неизменном по величине переменном поле обмотки возбуждения, привести во



Фиг. 20. Ток в проводнике при периоде короткого замыкания  $T_K$ .

вращение со все возрастающей скоростью, то можно видеть, что искрение под щетками, вызванное э. д. с. покоя, при постепенном увеличении скорости становится слабее. Наблюдается, что искрение под щетками становится едва заметным у машин средней мощности и скорости вращения при  $\mathcal{E}_R = 2$  в, при  $\mathcal{E}_R = 3$  в оно отчетливо заметно и при  $\mathcal{E}_R = 4$  в становится уже недопустимым.

Э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  при вращающемся якоре может компенсироваться посредством э. д. с. вращения, которая индуцируется полем добавочных полюсов соответствующей величины и фазы. С этим способом мы познакомимся в разд. 8 при рассмотрении отдельных типов машин.

**с. Э. д. с. коммутации.** Как мы видели в разд.  $b$ , кроме случаев очень малых скоростей вращения, период короткого замыкания  $T_K$  очень мал по сравнению с периодом  $T$  переменного тока. Если кривая  $i_i$  на фиг. 20 представляет собою ток в секции якоря перед коротким замыканием ее щетки, то в течение времени  $T_K$  ток должен измениться до тока  $-i_i$ . Если коммутация происходит прямолинейно, то ток в секции якоря принимает характер кривой, выделенной сильнее на фиг. 20. При этом для наглядности принят относительно больший период короткого замыкания, который соответствует примерно  $1/10$  номинальной скорости вращения нашего тягового двигателя.

Если мы напишем для мгновенного значения общего тока якоря

$$i = \sqrt{2}I \sin \omega t, \quad (27a)$$

то ток в одной ветви якоря будет

$$i_i = \pm i/2a \quad (27b)$$

(см. фиг. 21, *a* и *b*). В зависимости от направления вращения, ток изменяется либо от  $+i/2a$  до  $-i/2a$ , либо от  $-i/2a$  до  $+i/2a$  (см. фиг. 21, *a* и *b*). Если мы обозначим через  $L$  индуктивность секции якоря, определяющую э. д. с. коммутации, и через  $t_1$  текущее время в течение короткого замыкания секции ( $t - T_k/2 \leq t_1 \leq t + T_k/2$ ), то получим э. д. с. коммутации

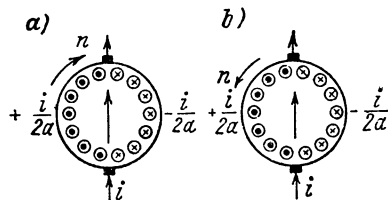
$$\mathcal{E}_w = -\frac{L}{2a} \frac{di}{dt_1}, \quad (28)$$

среднее значение которой за время периода короткого замыкания

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_{wm} &= \mp \frac{\sqrt{2}I}{2a} \frac{L}{T_k} \left[ -\sin \omega \left( t + \frac{T_k}{2} \right) - \sin \omega \left( t - \frac{T_k}{2} \right) \right] = \\ &= \pm F \cdot \frac{L}{aT_k} \cdot \sqrt{2}I \sin \omega t, \quad \text{где } F = \cos \frac{\omega T_k}{2}. \end{aligned} \quad (28a \text{ и } b)$$

Таким образом э. д. с. коммутации, рассчитанную при постоянном токе со значением тока через щетки  $i$ , здесь нужно еще умножить на коэффициент  $F$ .

Коэффициент  $F$  при очень малом периоде короткого замыкания равен единице; затем он падает с увеличением периода короткого замыкания, но заметно отличается от единицы только при таких малых скоростях вращения, для которых э. д. с. коммутации практически не имеет значения.



Фиг. 21.

Так, для однофазного тягового двигателя, приведенного в качестве примера в разд. а и б, при  $\omega = 2\pi f \approx 105 \text{ сек}^{-1}$  и при номинальной скорости вращения ( $T_k = 0,00036 \text{ сек}$ ) получим  $F = 0,9998$ , при 10% номинальной скорости  $F = 0,985$  и только при 1,2% номинальной скорости  $F = 0$ ; при переходе через эту последнюю скорость коэффициент  $F$  меняет знак. В примере, приведенном в разд. D3б, для репульсионного двигателя, при  $\omega = 2\pi f = 314 \text{ сек}^{-1}$ , при синхронной скорости вращения ( $T_k = 0,0006 \text{ сек}$ )  $F = 0,996$ , при 20% синхронной скорости  $F = 0,893$  и при 6% синхронной скорости  $F = 0$ .

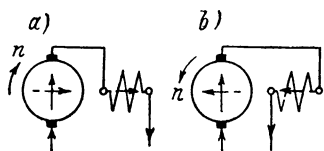
Согласно ур. (28а) среднее значение э. д. с. коммутации во времени за период короткого замыкания пропорционально мгновенному значению тока якоря, если последний изменяется во времени синусоидально. То же имеет место и для высших гармонических тока якоря; для  $v$ -й гармонической в наши уравнения необходимо подставить  $v\omega$  вместо  $\omega$ . Коэффициент  $F$  [ур. (28б)] для высших гармонических с уменьшением скорости вращения падает быстрее, чем для основной гармонической.

Так, например, для упомянутого тягового двигателя коэффициент  $F$  для 3-ей гармонической при номинальной скорости вращения составляет 0,9986, при 10% номинальной скорости уже 0,866. Если в кривой тока якоря присутствуют только высшие гармонические низкого порядка, как это обычно и бывает, то, за исключением очень малых скоростей вращения, среднее значение э. д. с.



коммутации следует временному изменению тока якоря и может компенсироваться э. д. с., созданной полем добавочных полюсов, возбуждаемых током якоря, точно так же, как у машин постоянного тока.

О знаке правой части ур. (28а) нужно сказать еще следующее. Так как является произвольным, обозначим ли мы положительным ток, вытекающий или втекающий в плоскость чертежа, то вначале оказывается неопределенным, меняется ли э. д. с. коммутации соответственно изменению тока от  $i$  или от  $-i$ . Знак э. д. с., индуктированной в секции, при этом зависит также (по разд. 3а) от того, какое направление витка мы принимаем за положительное. Вопрос о знаке приобретает значение, когда в короткозамкнутой секции действуют еще другие э. д. с. Если, например, у последовательного двигателя мы примем положительную ось короткозамкнутой щетками секции всегда совпадающей с положительной осью обмотки возбуждения (см. фиг. 22, а и б) и заметим, что, согласно фиг. 381, т. 1, э. д. с. коммутации всегда совпадает по фазе с э. д. с., которая индуктируется в секции якоря фиктивным потоком якоря, то получим по правилу 2 в разд. 3а, при двигательном режиме э. д. с. коммутации всегда в фазе с током якоря, а в генераторном режиме (изменение направления вращения) в противофазе током якоря.



Фиг. 22.

То, что при сдвоенных щетках, которые иногда применяются для репульсионных двигателей, э. д. с. коммутации при том же самом суммарном токе через щетки составляет только половину от э. д. с. при одинарных щетках, нами было установлено уже в разд. 1д.

При хордовых обмотках под и над сторонами секций, короткозамкнутых щетками, лежат еще части обмотки, которые не коммутируются, но обтекаются переменным током. Как можно видеть на фиг. 2, а, потоки рассеяния этих частей обмотки сцеплены с обеими сторонами одной короткозамкнутой секции якоря в противоположном направлении и, следовательно, для секции взаимно уничтожаются.

Кроме того, вообще говоря, на короткозамкнутую секцию оказывают влияние еще стороны секций, которые не коммутируются, но лежат в том же пазу рядом с ней. Этим влиянием мы обычно можем пренебречь; среднее значение э. д. с., индуктированной токами этих сторон секций в короткозамкнутой секции, равняется нулю.

На практике для расчета э. д. с. коммутации в секции часто пользуются формулой П и х е л ь м а й е р а:

$$\mathcal{E}_{w_{sp}} = 2\zeta \omega_{sp} v_A A l_i \cdot 10^{-8} \text{ в.} \quad (29)$$

В нее подставляются:  $\omega_{sp}$  — число витков в секции; окружная скорость вращения  $v_A$  в см/сек; линейная нагрузка  $A$  в а/см и расчетная

(идеальная) длина якоря  $l_i$  в см;  $\zeta$  оценивается по опыту и в машинах постоянного тока лежит в пределах от 4 до 8 [Л. 9, стр. 504].

Чтобы установить связь формулы Пихельмайера с нашими уравнениями для расчета э. д. с. коммутации в разд. ПИБ8 до 10, т. I, подставим в ур. (29)

$$\dot{v}_A = v_K \frac{D}{D_K} \quad \text{и} \quad A = \frac{zI}{2\pi Da} = \frac{w_{sp} kI}{\pi Da} = \frac{w_{sp} I}{at_K} \frac{D_K}{D}. \quad (30a \text{ и } b)$$

Тогда получим:

$$\mathcal{E}_{w_{sp}} = 2\zeta \frac{w_{sp}^2 v_K}{at_K} l_i I \cdot 10^{-8} \text{ в}. \quad (30)$$

По ур. (637), т. I,

$$\mathcal{E}_{w_{sp}} = L \frac{v_K}{b_j} \frac{I}{a}, \quad (31)$$

где  $L = L_{Nmitt} + L_{Smitt}$  — сумма индуктивностей, соответствующих полю рассеяния паза и полю рассеяния лобовых частей, и  $b_j$  дается ур. (585), т. I, если при волновой обмотке наложены все щетки. Следовательно, в формуле Пихельмайера, если принять толщину изоляции между смежными коллекторными пластинами  $j = 0$ ,

$$\zeta = \frac{t_K}{b_j} \frac{L}{2Iw_{sp}^2} = \frac{L}{\left(\beta + \frac{p-a}{p}\right) 2Iw_{sp}^2}. \quad (32a)$$

Если подставим  $L \approx L_{Nmitt}$ , то по ур. (636), т. I, получим:

$$\zeta = 0,628 \frac{\rho \lambda_N}{\beta + \frac{p-a}{p}} \quad \text{при} \quad \beta = \frac{b}{t_K}, \quad (32b \text{ и } c)$$

где  $\lambda_N$  — коэффициент проводимости паза (разд. ПИМ1, т. I). Важнейшие значения  $\rho$  для одноходовых петлевых обмоток при различных  $\beta$  и различных расположениях обмоток сопоставлены в табл. 19, стр. 439, т. I.

Формула Пихельмайера соответствует, так же как и наши уравнения, одной секции ротора. Таким образом, в одноходовых волновых обмотках между двумя смежными коллекторными пластинами действует э. д. с.  $\rho \mathcal{E}_{w_{sp}}$ .

**d. Результирующая э. д. с.** Определяющей для искрения под щетками является результирующая э. д. с.  $\mathcal{E}$  в секциях якоря, перекрытых щетками. Она равна сумме э. д. с. покоя, коммутации и вращения, т. е.

$$\mathcal{E} = \mathcal{E}_R + \mathcal{E}_W + \mathcal{E}_B. \quad (33)$$

Если щетки все время остаются в постоянном положении, как, например, у последовательных тяговых двигателей, э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_W$  может быть компенсирована, согласно разд. с, исключая малые остаточные напряжения, посредством поля добавочных полюсов, возбужденного током якоря. Тогда в секции якоря действует только э. д. с.  $\mathcal{E}_R$ , которая по разд. 8, при вращающемся якоре, также может быть в большей или меньшей степени скомпенсирована

посредством э. д. с. вращения. Для двигателей, скорость вращения которых регулируется путем смещения щеток, создание добавочных полей в коммутационных зонах становится невозможным, так как последние смещаются вместе со щетками. Эти двигатели выполняются только сравнительно малой мощности; при этом э. д. с. коммутации мала и может быть ограничена еще с помощью мероприятий, указанных в разд. 14.

Результирующая э. д. с.  $\mathcal{E}$  для каждого типа машин характеризуется их свойствами и поэтому должна быть в каждом случае оговорена особо.

**е. Искрение под щетками при переменном токе.** Опыт показывает, что искрение под щетками машин переменного тока не так сильно вредит коллектору и щеткам, как такой же интенсивности искрение у машин постоянного тока. Причиной этому является переменность полярности щеток.

Согласно Гейнриху [Л. 26, стр. 151 и 152], об искрении под щетками можно сказать следующее: пока искрение на сбегавшем краю щетки остается «круглой формы», опасности нет. Чаще всего при этом искрение имеет бело-голубую окраску. При постоянном токе оно вызывается высокочастотными колебаниями и, в известных границах, не оказывает вредного действия. Когда скоро искрение из круглой формы переходит в треугольную форму, т. е. острием несколько выступает из-под щетки, его уже нельзя считать допустимым, по крайней мере, для длительного режима. Такого вида искрение связано с собственно коммутацией, оно приобретает желтую окраску и портит коллектор. При переменном токе искрение под щетками имеет указанный бело-голубой цвет — как бы «жемчужное» голубое ядро с белой оболочкой. Искрение под щетками, вызванное э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$ , обычно оказывается менее вредным, чем искрение, являющееся следствием неполной компенсации э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_W$ .

Потери на трение щеток под влиянием протекающих через щетки переменных токов обычно оказываются меньше, чем при отсутствии токов через щетки, но износ щеток получается большим [Л. 29 и 30].

## 8. Компенсация э. д. с. покоя и коммутации

При вращении якоря э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  и коммутации  $\mathcal{E}_W$  могут быть скомпенсированы э. д. с. вращения, если при этом в коммутационной зоне будет создано нужное магнитное поле.<sup>1</sup> Чтобы их пол-

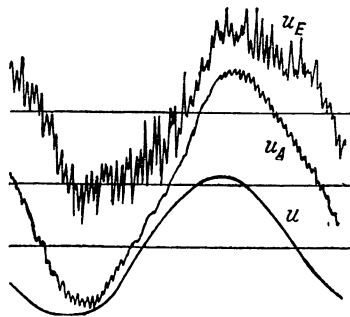
<sup>1</sup> Возможность компенсации э. д. с. покоя посредством э. д. с. вращения была открыта приблизительно одновременно и независимо друг от друга Бен-Эшенбургом (М. Ф. Oerlikon, Швеция), М. Латуром (Франция), М. Мильхом (Америка) и Р. Рихтером (SSW, Германия). Только на несколько месяцев раньше заявка М. Ф. Oerlikon была направлена в Германию для выдачи патента [Л. 35]; SSW взял обратно свое заявление о патенте и пришел к соглашению с М. Ф. Oerlikon о совместной работе [Л. 36, стр. 162] в области тяговых двигателей. Позднее о результатах, полученных SSW, заявля-

ностью скомпенсировать, «коммутирующее поле»<sup>1</sup> должно иметь не только правильную величину и фазу, но и то же самое изменение во времени, что и э. д. с.  $\mathcal{E}_R + \mathcal{E}_W$ . Как мы увидим, обычно этого можно достичь только неполностью.

Мы должны отличать две основные схемы возбуждения магнитного потока для компенсации э. д. с. покоя. По одной из них магнитное поле создается обмоткой в коммутационной зоне, питаемой напряжением соответствующей фазы, тогда как при других схемах параллельно к обмотке добавочных полюсов (или к обмотке якоря), обтекаемой током якоря, включаются сопротивления, которые создают сдвиг по фазе тока в обмотке добавочных полюсов относительно тока в якоре.

**а. Обмотка добавочных полюсов, питаемая постоянным напряжением, для компенсации  $\mathcal{E}_R$ .** Эта схема пригодна без переключений обмотки добавочных полюсов как для двигательного, так и для генераторного режимов и для любого направления вращения. Так, если при переходе из двигательного в генераторный режим направление вращения сохраняется, то не изменяются знаки ни у  $\mathcal{E}_R$ , ни у  $\mathcal{E}_B$ ; если же направление вращения меняется, то меняются оба эти знака. При оценке этой схемы мы должны делать различие между машинами независимого возбуждения и последовательными машинами.

**а. Машины независимого возбуждения.** Если машина возбуждается независимо (ср. разд. Е), изменение во времени э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$ , которая индуцируется в короткозамкнутых витках якоря, по существу определяется изменением во времени напряжения на зажимах обмотки возбуждения. Если это напряжение синусоидально, то  $\mathcal{E}_R$  также практически изменяется синусоидально. Приблизительно синусоидально изменяется также и поле в коммутационной зоне, если обмотка добавочных полюсов питается



Фиг. 23. Напряжение на зажимах  $u$ , напряжение на якоре  $u_A$  и напряжение  $u_E$  на обмотке возбуждения последовательного двигателя.

---

лось в дополнительных патентах к патенту Oerlikon [например Л. 49]. Первые тяговые двигатели были приняты для регулярного производства М. Ф. Оерликом 11.11.05 (пробная поездка 16.1.1905 г.) для участка Seebach — Wettin-gen, а SSW в начале 1905 г. (пробная поездка — ноябрь 1904 г.) для участка Мигпау — Oberammergau [Л. 37, там они названы «многофазные» последовательные двигатели].

<sup>1</sup> Собственно говоря, название «коммутирующее поле» для составляющей поля в коммутационной зоне, которая должна компенсировать э. д. с. покоя, не обосновано, так как э. д. с. покоя не имеет ничего общего с собственно коммутацией. Но для простоты выражения мы в этом случае будем говорить о коммутирующем поле и называть обмотку, которая его возбуждает, коммутирующей обмоткой.

синусоидальным напряжением. В этом случае, путем надлежащего выбора величины и фазы коммутирующего поля, при не слишком малых скоростях вращения, можно компенсировать  $\mathcal{E}_R$  практически полностью.

Если в напряжениях, которыми питаются обмотки возбуждения главных и добавочных полюсов, содержатся высшие гармонические, то они в такой же степени возникают и в э. д. с.  $\mathcal{E}_R$ , тогда как в коммутирующем поле они ослабляются обратно пропорционально порядку отдельных гармонических. Таким образом, высшие гармонические  $\mathcal{E}_R$  не могут быть скомпенсированы полностью. Однако, поскольку напряжение сети обычно содержит высшие гармонические лишь незначительной величины, они не имеют большого значения для компенсации  $\mathcal{E}_R$  в машинах с независимым возбуждением.

**в. Последовательные машины.** В последовательных двигателях и при синусоидальном напряжении на зажимах э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  уже несинусоидальна. На фиг. 23 в качестве примера представлены снятые при номинальном режиме на небольшом последовательном двигателе осциллограммы напряжения на зажимах  $u$  (между точками 0 и 3) и напряжения  $u_E$  на обмотке возбуждения (между точками 2 и 1). Несмотря на то, что напряжение на двигателе  $u$  почти синусоидально, напряжение  $u_E$ , которое показывает приблизительно такое же изменение во времени  $\mathcal{E}_R$ , значительно отклоняется от синусоидальной формы, если даже не принимать во внимание высокочастотных колебаний высокого порядка, вызванных наличием коллектора.

Если написать выражение для потока возбуждения:

$$\varphi = \sum_v \Phi_v \sin(v\omega t + \alpha_v), \quad (34)$$

то для э. д. с. вращения в обмотке якоря отсюда следует

$$e_A = c_1 \sum_v \Phi_v \sin(v\omega t + \alpha_v) \quad (34a)$$

для ее изменения во времени при изменении этого потока. Таким образом, напряжение  $u_A$  приблизительно показывает также и изменение потока возбуждения. С другой стороны, э. д. с. покоя в короткозамкнутом витке якоря

$$\mathcal{E}_R = - \frac{d\varphi}{dt} = - \omega \sum_v v \Phi_v \cos(v\omega t + \alpha_v). \quad (34b)$$

Отдельные гармонические  $\varphi$  в кривой  $\mathcal{E}_R$ , таким образом, проявляются тем сильнее, чем выше порядок  $v$ . Наоборот, в э. д. с. вращения  $\mathcal{E}_B$  гармонические появляются, если поток в коммутационной

зоне возбуждается обмоткой, которая питается постоянным напряжением:

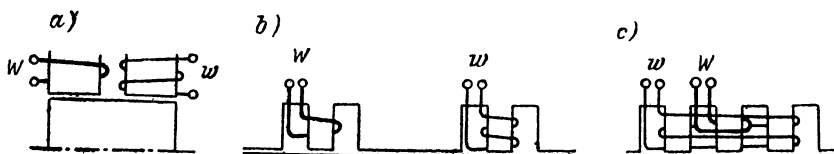
$$u_w = \sum_v \sqrt{2} U_{wv} \sin(v\omega t + \beta_v). \quad (35a)$$

Э. д. с. вращения в витке якоря будет:

$$\mathcal{E}_B = c_2 \varphi_w \approx c_3 \int u_w dt = \frac{c_3 \sqrt{2}}{\omega} \sum_v \frac{U_{wv}}{v} \sin(v\omega t + \beta_v). \quad (35b)$$

Это показывает, что отдельные гармонические в кривой  $\mathcal{E}_B$  уменьшаются пропорционально  $1/v$ . Следовательно, правильную величину и фазу  $u_w$  можно установить только для основной гармонической  $\mathcal{E}_R$ , тогда как высшие гармонические  $\mathcal{E}_R$  не могут быть заметно компенсированы при обмотке добавочных полюсов, питаемой постоянным напряжением.

**б. Компенсация э. д. с.  $\mathcal{E}_w$  при шунтовых обмотках добавочных полюсов.** Если обмотка для создания составляющей поля добавочных полюсов, которая компенсирует э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$ , питается постоянным напряжением — мы будем называть ее «шунтовая об-



Фиг. 24. Включения обмотки добавочных полюсов  $W$  для компенсации э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_w$  при наличии обмотки  $w$ , питаемой от постоянного напряжения.

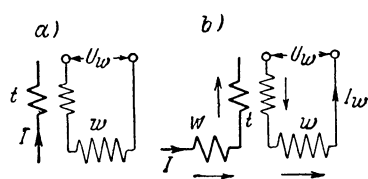
мотка добавочных полюсов» — коммутирующее поле, по существу, определяется этим напряжением. «Последовательная обмотка добавочных полюсов», обтекаемая током якоря и находящаяся на тех же добавочных полюсах, что и шунтовая обмотка, тогда уже больше не может образовывать составляющую поля для компенсации э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_w$ . Такая последовательная обмотка влияла бы только на ток в шунтовой обмотке добавочных полюсов, находящейся под постоянным напряжением, но не на самое коммутирующее поле.

Для получения коммутирующих полей, которые служат для компенсации э. д. с. покоя и коммутации, автором были предложены различные способы [Л. 38 и 39 а и б]. Так, оба коммутирующих поля могут возбуждаться двумя отдельными добавочными полюсами, установленными рядом друг с другом в осевом направлении машины (фиг. 24, а), либо попеременно по окружности якоря (фиг. 24, б), или можно еще включить дроссель перед обмоткой, питаемой постоянным напряжением, который демпфирует индуктированный последовательной обмоткой ток в шунтовой обмотке. Наконец можно обмотку добавочных полюсов  $w$ , питаемую постоянным напряжением, намотать на большее число зубцов статора, а обмотку  $W$ ,

обтекаемую током якоря, намотать только на один зубец статора (фиг. 24, *с*). Тогда поток добавочного полюса, возбужденный током якоря, может замыкаться через зубцы, которые находятся между обеими обмотками внутри шунтовой обмотки, не сцепляясь с этой обмоткой.

Создание обеих составляющих поля можно также получить при помощи одной обмотки ( $w$  на фиг. 25, *а*), находящейся под постоянным напряжением  $U_w$ , если посредством вторичной обмотки трансформатора  $t$ , первичная обмотка которого обтекается током якоря  $I$ , вводить ток, пропорциональный току якоря, в цепь шунтовой обмотки. Трансформатор следует выполнять с воздушным зазором, чтобы реакция токов во вторичной обмотке была возможно меньшей.

Эти средства, однако, оказываются более или менее несовершенными и технически трудно выполнимыми. У однофазных машин на



Фиг. 25. *а*) Последовательный трансформатор  $t$ ; *б*) разделительный трансформатор  $t$  для компенсации  $\mathcal{E}_R$  и  $\mathcal{E}_w$ .

$16^{2/3}$  гц (для тяги) э. д. с. коммутации превышает э. д. с. покоя, так что наибольшее значение здесь должна иметь возможно более полная компенсация э. д. с. коммутации. Посредством применения «разделительного трансформатора» можно добиться того, что обе составляющие поля будут создаваться без обоюдных помех. Этот трансформатор ( $t$  на фиг. 25, *б*) еще раз связывает обе цепи тока,

которые уже связаны коммутирующим потоком посредством обмоток  $W$  и  $w$ , но в противоположном направлении, так чтобы обе цепи тока больше друг на друга не оказывали влияния. Реактивные мощности возбуждения обеих составляющих коммутирующего поля тогда, правда, удваиваются по сравнению с теми, какими они были бы, но они еще так малы, что это увеличение не может иметь большого значения.

**с. Разделительный трансформатор.** При расчете разделительного трансформатора  $t$  на фиг. 25, *б* ограничимся только основными гармоническими.

Для компенсации э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  э. д. с. вращения  $\mathcal{E}_{Bw}$ , индуктируемая составляющей поля  $B_w$ , должна быть равна  $\mathcal{E}_R$ . При этом мы получаем по ур. (8б) составляющую индукции под добавочными полюсами:

$$B_w = \frac{\mathcal{E}_R}{2 \sqrt{2} w_k l_i \tau p n}. \quad (36a)$$

Соответственно получаем и составляющую поля  $B_w$ , которая должна компенсировать э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_w$ , как

$$B_w = \frac{\mathcal{E}_w}{2 \sqrt{2} w_k l_i \tau p n}. \quad (36b)$$

Обе составляющие поля, как и э. д. с.  $\mathcal{E}_R$  и  $\mathcal{E}_W$ , сдвинуты по фазе одна относительно другой приблизительно на четверть периода. Таким образом, результирующая индукция

$$B_q = \sqrt{B_w^2 + B_W^2} = \frac{\sqrt{\mathcal{E}_R^2 + \mathcal{E}_W^2}}{2 \sqrt{2} \omega_k l_i \tau p n}. \quad (36)$$

Если мы обозначим расчетную ширину наконечника добавочного полюса через  $b_i$  и через  $w$  полное число последовательно соединенных витков шунтовой обмотки добавочных полюсов, то э. д. с., индуцированная в ней результирующим потоком  $\Phi_q$ ,

$$E_w = \sqrt{2} \pi f w \Phi_q = \frac{\pi}{2} \frac{b_i}{\tau} \frac{w}{\omega_k} \frac{f}{p n} \sqrt{\mathcal{E}_R^2 + \mathcal{E}_W^2}. \quad (37)$$

По закону полного тока

$$\frac{\sqrt{2} I_w w}{2p} = \frac{\delta'' B_w}{\Pi_0}, \quad (38a)$$

где  $\delta''$  — идеальный воздушный зазор, учитывающий влияние наличия пазов (коэффициент Картера) и пути в железе цепи добавочных полюсов, который несколько больше, чем действительный воздушный зазор  $\delta$  под добавочным полюсом. По ур. (36a) и (38a) получим ток в этой обмотке:

$$I_w = \frac{\delta'' \cdot 10^8}{0,8 \pi \omega_k w l_i \tau n} \mathcal{E}_R \quad (38)$$

в амперах, если подставлены  $\mathcal{E}_R$  в вольтах, длины в см и  $n$  в об/сек. Следовательно, реактивная мощность шунтовой обмотки добавочных полюсов

$$E_w I_w = \frac{10^8}{1,6} \frac{b_i}{\tau} \frac{\delta''}{\tau} \frac{f}{l_i p n^2} \frac{\mathcal{E}_R}{\omega_k} \frac{\sqrt{\mathcal{E}_R^2 + \mathcal{E}_W^2}}{w_k} [va]. \quad (39)$$

Для мощности последовательного двигателя получим по ур. (9a) и (7), если введем еще линейную нагрузку якоря:

$$A = \frac{z I}{4 a p \tau} [a/cm]; \quad (40a)$$

$$EI = \frac{2 p^2 \tau A n}{\pi f} \frac{\mathcal{E}_R}{w_k} [va]. \quad (40)$$

Наконец получим реактивную мощность шунтовой обмотки добавочных полюсов, приведенную к мощности двигателя, при  $v_A = 2 \tau p n$ :

$$\frac{E_w I_w}{EI} = \frac{\pi}{1,6} \frac{b_i}{\tau} \frac{\delta''}{\tau} \frac{10^8}{l_i v_A A} \left( \frac{f}{p n} \right)^2 \frac{\sqrt{\mathcal{E}_R^2 + \mathcal{E}_W^2}}{w_k}, \quad (41a)$$

тогда как для последовательной обмотки добавочных полюсов

$$\frac{E_w I}{EI} = \frac{\mathcal{E}_W}{\mathcal{E}_R} \frac{E_w I_w}{EI}. \quad (41b)$$



Чтобы показать, что эти относительные реактивные мощности в практических случаях очень малы, подставим данные для тягового двигателя, рассчитанного в разд. К. Получим:

$$\frac{E_w I_w}{EI} = \frac{\pi}{1,6} \cdot 0,245 \cdot 0,0222 \cdot \frac{10^8}{35 \cdot 3940 \cdot 368} \cdot \frac{1}{5,35^2} \sqrt{2,92^2 + 5,5^2} = 0,00456$$

и

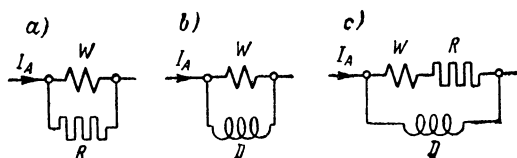
$$\frac{E_w I}{EI} = \frac{5,5}{2,92} \cdot 0,00456 = 0,0086.$$

Для этих относительных кажущихся мощностей должны быть выбраны также и обе обмотки разделительного трансформатора при номинальной нагрузке; их среднее значение

$$\frac{N_t}{EI} = \frac{E_w I_w + E_w I}{2EI} = 0,00658$$

равно отношению мощности  $N_t$ , которая определяет размеры трансформатора, к мощности двигателя. Коэффициент трансформации трансформатора равен  $\omega/W$ , где  $W$  обозначает число витков последовательной обмотки добавочных полюсов. Трансформатор, как и цепь добавочных полюсов, при практически встречающихся токах должен иметь прямолинейную магнитную характеристику, следовательно должен иметь достаточно большой воздушный зазор в магнитной цепи.

**d. Сопротивление, параллельное последовательной обмотке добавочных полюсов.** Э. д. с. покоя можно компенсировать вместе



Фиг. 26. Компенсация  $\mathcal{E}_W$  и  $\mathcal{E}_R$  посредством одной обмотки добавочных полюсов  $W$ : а) для двигательного, б) и в) для генераторного режима.

с э. д. с. коммутации при одной обмотке на добавочных полюсах, если ток в этой обмотке сдвинуть по фазе относительно тока в якоре. Такой фазовый сдвиг якорного тока может быть получен при последовательном соединении обмотки добавочных полюсов с якорем тем,

что параллельно обмотке добавочных полюсов (или компенсационной обмотке) включаются сопротивления. При этом следует обратить внимание на то, что в двигательном режиме ток в обмотке добавочных полюсов должен отставать от тока в якоре, а в генераторном режиме опережать его.

Так как сопротивление самой обмотки добавочных полюсов существенно индуктивное, в двигательном режиме параллельно обмотке добавочных полюсов  $W$  нужно включать активное сопротивление (фиг. 26, а). При генераторном режиме правильное направление фазового угла сдвига получалось бы путем параллельного включения к обмотке добавочных полюсов дросселя  $D$  (фиг. 26, б). Однако, так как активное сопротивление обмотки добавочных полюсов относительно мало по сравнению с ее реактивным сопротивлением, последовательно с обмоткой добавочных полюсов включают еще ак-

тивное сопротивление  $R$  и уже параллельно им обоим дроссель  $D$  (фиг. 26, с).

Эти схемы для машин с независимым и параллельным возбуждением хуже, чем схема с шунтовой обмоткой добавочных полюсов, потому что э. д. с. покоя постоянна, а составляющая поля добавочных полюсов для ее компенсации пропорциональна току. При этой схеме можно компенсировать э. д. с. покоя только для определенного режима нагрузки ( $n$ ,  $M$ ).

Значительно лучше оказываются схемы по фиг. 26, а до с для машин с последовательным возбуждением, потому что у этих машин э. д. с.  $\mathcal{E}_R$  также растет с током в якоре, хотя под влиянием насыщения и не пропорционально току. Конечно, э. д. с. покоя можно полностью компенсировать без изменения активного сопротивления  $R$  или дросселя  $D$  только при определенной скорости вращения, точно так же, как в схемах с шунтовыми добавочными полюсами при постоянном напряжении.

У тяговых последовательных двигателей, для которых обычно применяется включение по фиг. 26, а, оно имеет тот недостаток, что при сильном насыщении главной магнитной цепи ток в обмотке добавочных полюсов имеет не такую форму кривой, как ток в обмотке якоря, так что э. д. с. коммутации не может быть полностью компенсирована. Если сопротивление  $R$  выбрано таким образом, что полностью компенсируется основная гармоническая э. д. с. коммутации, то это не может иметь места для высших гармонических, так как высшие гармонические тока в большей своей части протекают через активное сопротивление. Так как коммутирующее поле изменяется здесь приблизительно синусоидально, высшие гармонические э. д. с. покоя так же мало компенсируются, как и в последовательных двигателях с шунтовой обмоткой добавочных полюсов.

**е. Обмотка добавочных полюсов большого активного сопротивления, параллельная главной обмотке возбуждения.** Если включить шунтовую обмотку добавочных полюсов через достаточно большое активное сопротивление к зажимам обмотки возбуждения, то ток в обмотке шунтовых добавочных полюсов будет почти пропорционален напряжению на главной обмотке возбуждения. Коммутирующий поток для компенсации э. д. с. покоя, кроме высших гармонических высокого порядка, в этом случае будет иметь приблизительно такую же фазу и форму кривой, как и э. д. с. покоя. Эта схема благоприятна как для шунтовых машин и машин с независимым возбуждением, так и для последовательных машин. Так как коммутирующее поле приблизительно следует по величине и фазе за э. д. с. покоя, то она может почти полностью компенсироваться для определенной скорости вращения без регулирования коммутирующего поля при всех потоках возбуждения  $\Phi$  машины [Л. 40].

Э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_W$  при этом может компенсироваться благодаря последовательной обмотке добавочных полюсов. Разделительный трансформатор в этом случае не нужен, так как сопротивление в цепи обмотки шунтовых добавочных полюсов очень велико.

Высшие гармонические коммутирующего поля, возбужденного током якоря, по этой схеме тоже не полностью уничтожаются из-за демпфирующего действия цепи шунтовых добавочных полюсов.

Несмотря на большое активное сопротивление в цепи обмотки шунтовых добавочных полюсов, потери в этом сопротивлении у тяговых двигателей на  $16^{2/3}$  гц получаются приемлемыми, потому что, как мы видели в разд. с, реактивная мощность обмотки добавочных полюсов составляет менее одного процента от номинальной мощности машины. В разд. В4f мы рассмотрим эту удобную схему для уничтожения искрения на практическом числовом примере.

Средства уменьшения вредного влияния э. д. с. покоя мы рассмотрим в разд. В5.

## 9. Потери в железе

**а. Круговое вращающееся поле.** Чтобы можно было сравнивать потери в железе однофазных машин с потерями в машинах с вращающимся полем, мы рассмотрим сначала распределение мощностей и потерь в железе при строго круговом вращающемся поле (см. разд. I 4b, т. II) и разомкнутой обмотке ротора, которые были подробно разобраны нами в разд. В 6a, т. IV.

На фиг. 27, *a* кривая  $N'_1$  показывает разность мощности, потребляемой из сети трехфазной обмоткой статора, и потерь в меди в этой обмотке ( $N'_1 = N - 3R_1 I_1^2$ ). Это будет

$$N'_1 = Q_{E1} \pm Q_{H2} + sQ_{W2}, \quad (42a)$$

где  $Q_{E1}$  — потери в железе статора,  $Q_{H2}$  — потери на гистерезис,  $Q_{W2}$  — потери на вихревые токи в неподвижном роторе; знак «+» перед  $Q_{H2}$  соответствует нижесинхронной ( $s$  положительно), а знак «—» вышесинхронной скорости ( $s$  отрицательно). При синхронной скорости вращения  $n_1$  наступает гистерезисный скачок, который равен удвоенным потерям на гистерезис в роторе при неподвижном его состоянии.

$$N'_i = N'_1 - Q_{E1} = \pm Q_{H2} + sQ_{W2} \quad (42b)$$

есть мощность, переданная со статора на ротор. Кривая  $N'_2$  показывает механическую мощность, подведенную извне к ротору, при разомкнутой обмотке ротора за вычетом потерь на трение и вентиляцию ( $N'_2 = N_{\text{mech}} - Q_{RL}$ ). Она получается как сумма мощности  $-(1-s)N'_i$ , которая в области нижесинхронной скорости отрицательна, и добавочных потерь, которые покрываются механическим путем,

$$N'_2 = -(1-s)N'_i + Q_{E2}. \quad (42c)$$

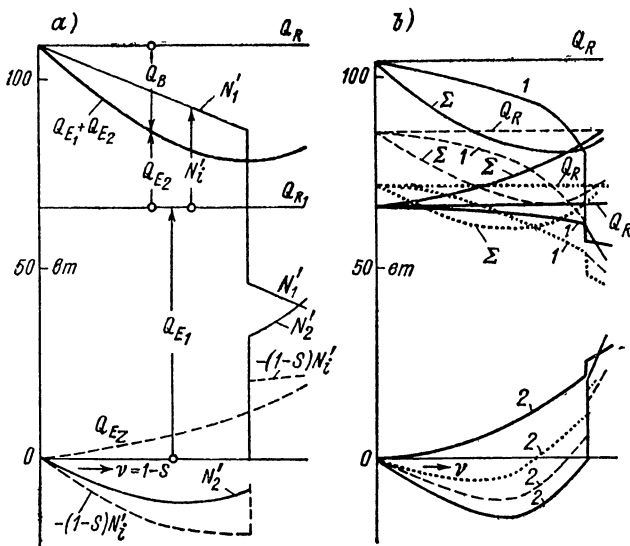
Кривые  $-(1-s)N'_i$  и  $N'_2$  при синхронной скорости вращения вновь показывают гистерезисный скачок. Если мы просуммируем кривые  $N'_1$  и  $N'_2$ , то получим полные потери в железе машины, ротор которой вращается в круговом вращающемся поле:

$$N'_1 + N'_2 = Q_{E1} \pm sQ_{H2} + s^2Q_{W2} + Q_{E2} = Q_{E1} + Q_{E2}. \quad (42d)$$

Потери в железе статора  $Q_{E1}$  покрываются из сети и не зависят от скорости вращения. Потери в железе мы можем формально разделить на две части: на потери, имеющие место при неподвижном роторе, мы будем их называть **потерями в железе при покое**, и на потери, возникающие при вращении ротора, которые мы назовем **потерями в железе при вращении**. Потери в железе статора всегда являются потерями в железе при покое, потери в железе ротора состоят из потерь при покое и при вращении.

В нашем примере потери в железе при покое в статоре составляют  $Q_{R1} = Q_{E1} = 65,5 \text{ вт}$ . В роторе потери в железе при покое  $Q_{R3} = 108 - 65,5 = 42,5 \text{ вт}$ ; потери при вращающемся роторе — «потери при вращении» —  $Q_B$  сначала оказываются отрицательными из-за малой частоты перемагничивания в роторе, а затем при скоростях вращения, лежащих значительно выше синхронной, становятся положительными.

Кривые на фиг. 27, а получены из измерений [Л. 43] при зубчатом статоре с трехфазной обмоткой и гладком роторе ( $B_1 = 4200 \text{ гс}$ ,  $f = 55 \text{ гц}$ ). Изменение  $N'_1$  в нижесинхронной и вышесинхронной областях принято прямолинейным.



Фиг. 27. Преобразование мощности при разомкнутом роторе: а) круговое поле, б) эллиптическое поле (—  $\kappa = 1$ , — —  $\kappa = 0,734$ , .....  $\kappa = 0,507$ , — · —  $\kappa = 0$ ).

Это прямолинейное изменение, однако, справедливо только при чисто вращающемся поле без высших гармонических, тогда как высшие гармонические приводят к большему или меньшему искривлению зависимости  $N_1$  (ср., например, фиг. 253, а, т. IV).

**б. Пульсирующее поле и эллиптическое вращающееся поле.** Потери, полученные в той же самой машине при измерениях при чисто пульсирующем поле, возбужденном обмоткой статора, представлены на фиг. 27, б жирными кривыми. Для упрощения кривая  $N_1$  обозначена только 1,  $N_2$  через 2 и сумма  $Q_{E1} + Q_{E2}$  просто  $\Sigma$ . Две фазы трехфазной обмотки статора при этом включались встречно; мы будем называть образованную таким образом часть обмотки главной фазой. Кривые соответствуют той же амплитуде индукции, что и при круговом вращающемся поле фиг. 27, а. Полные потери в стали при покое здесь составляют только  $65,5 \text{ вт}$ , что соответствует  $0,605$  от потерь при круговом вращающемся поле. Гистерезисный скачок в этом случае также еще имеется, но очень мал по сравнению с таковым при круговом вращающемся поле. Потери в железе при вращении  $Q_B = \Sigma - Q_R$  здесь всегда положительны и растут с увеличением скорости вращения.

На фиг. 27, *b* приведены также соответствующие кривые для эллиптического вращающегося поля, как это имеет место, например, у репульсионных двигателей. Во всех случаях фиг. 27, *b* амплитуда индукции, возбужденная главной фазой, была такая же, как и у кругового вращающегося поля ( $B_1 = 4200$  гс). Третьей фазой, «вспомогательной фазой», которая сдвинута в пространстве относительно главной фазы на половину полюсного деления, возбуждалось пульсирующее поле, которое было сдвинуто во времени на четверть периода по отношению к полю главной фазы. Если мы обозначим  $\kappa = B_2/B_1$  отношение амплитуд индукций, которые возбуждаются вспомогательной и главной фазами, то получим сплошные тонкие кривые для  $\kappa = 1$ , штриховые для  $\kappa = 0,734$ , пунктирные для  $\kappa = 0,507$  и уже изображенные жирно кривые для  $\kappa = 0$  (чисто пульсирующее поле).

Для  $\kappa = 1$  должны были бы получиться такие же кривые, как и при круговом вращающемся поле на фиг. 27, *a*, если бы вращающееся поле в обоих случаях было одинаковым. Однако для кривых на фиг. 27, *b* мы имеем двухфазное вращающееся поле, у которого распределение индукции обоих однофазных полей различно, так как главная фаза распределена на  $2/3\tau$ , а вспомогательная фаза только на  $1/3\tau$ . Поэтому полные потери в железе при покое ( $Q_R$ ) на фиг. 27, *b* при  $\kappa = 1$  несколько меньше, чем на фиг. 27, *a*. Кроме того, меньше и гистерезисный скачок, а именно при  $\kappa < 1$  он тем меньше, чем меньше  $\kappa$ . Значения  $Q_B = Q_R - Q_{E1} - Q_{E2} = Q_R - \Sigma$ , которые при  $\kappa = 1$  отрицательны, с уменьшением  $\kappa$  становятся все меньше и при  $\kappa = 0$  (жирная кривая на фиг. 27, *b* для чисто пульсирующего поля) остаются все время положительными.

**с. Расчет потерь на вихревые токи.** Если предположить два пульсирующих поля, распределенных синусоидально в пространстве и расположенных друг относительно друга на расстоянии половины полюсного деления, которые изменяются синусоидально со сдвигом по фазе на четверть периода (двухфазное поле), то, принимая неизменной магнитную проницаемость железа, оказывается возможным точно рассчитать потери на вихревые токи в гладких статоре и роторе при любых эллиптических полях [Л. 44].

Обозначим отношение амплитуд индукцией обоих пульсирующих полей через  $\kappa$ , отношение соответствующей скорости вращения к синхронной через  $\nu$ :

$$\kappa = B_2/B_1; \quad \nu = n/n_1 \quad (43a \text{ и } b)$$

и разделим потери на вихревые токи в статоре и в роторе на потери, создаваемые в статоре или неподвижном роторе ( $\nu = 0$ ) круговым вращающимся полем с амплитудой индукции  $B = B_1$ . Тогда эти отношения потерь на вихревые токи будут:

$$k_W = \frac{1}{2} [(1 - \kappa\nu)^2 + (\kappa - \nu)^2]. \quad (43)$$

Таким образом,  $k_W$  есть коэффициент, на который нужно умножить потери, возникающие при круговом вращающемся поле (в статоре или неподвижном роторе), чтобы получить потери на вихревые токи при эллиптическом вращающемся поле (с относительной индукцией  $\kappa$ ) в статоре или в роторе (при относительной скорости вращения  $\nu$ ). На фиг. 28 представлены сплошными линиями кривые  $k_W$  в пределах  $0 \leq \nu \leq 2$  при различных отношениях  $\kappa$  двухфазного

вращающегося поля. Табл. 3 дает сопоставление характерных случаев.

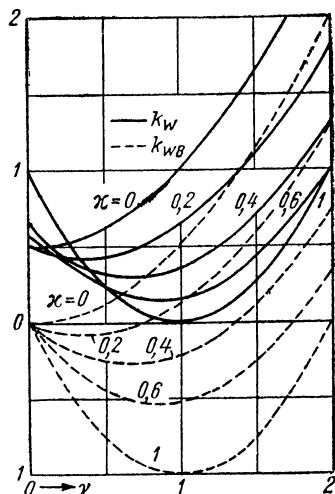
Если мы возьмем разность значений  $k_W$  при вращающемся и неподвижном роторе, то получим коэффициент

$$k_{WB} = \frac{1}{2} [(1 - \chi)^2 + (\chi - \nu)^2 - (1 + \chi^2)]. \quad (44)$$

Этот коэффициент дает потери в железе, при вращении путем умножения его на потери на вихревые токи при круговом вращающемся поле, которые нужно прибавить к потерям на вихревые токи при неподвижном роторе ( $Q_{R_0}$ ), чтобы получить полные потери на вихревые токи в роторе (см. разд. а). На фиг. 28 кривые зависимости  $k_{WB}$  от относительной скорости вращения  $\nu$  изображены штриховыми линиями. Кривые для  $k_{WB}$  имеют характер, подобный кривым  $Q_B = Q_R - \Sigma$  на фиг. 27, б. Разница объясняется тем, что кривые на фиг. 27, б содержат также потери на гистерезис и добавочные потери на вихревые токи ( $Q_{Ez}$ ). Последние на фиг. 28 равны нулю, потому что не только ротор, но статор предполагаются без пазов.

В машинах переменного тока с я в н о в ы р а ж е н н ы м и полюсами, как это обычно делается в тяговых двигателях, потери на вихревые токи при покое (в статоре и роторе) можно рассчитывать, как и при простой магнитной цепи, поскольку здесь практически имеет место пульсационное перемагничивание. При этом могут быть известным образом учтены также и высшие гармонические пульсирующего поля (см. разд. IIF 2b, т. I и M1, т. IV).

Потери в железе при вращении якоря, которые при вращающемся якоре еще добавляются к этим потерям при покое, составляют, если магнитное поле изменяется синусоидально, половину потерь на вихревые токи якоря в поле постоянного тока с той же амплитудой индукции. Их следует рассчитывать, как и в машине постоянного тока. При другом изменении во времени пульсирующего поля необходимо еще принимать во внимание коэффициент формы кривой индукции (разд. IIF 2b и H2, т. I). Последнее имеет значение для добавочных потерь (разд. IIN3 до 5, т. I и M1с до g, т. IV), которые покрываются механическим путем.



Фиг. 28. Коэффициенты вихревых токов при различных  $\chi$  в зависимости от относительной скорости вращения  $\nu$ ;  $k_W$  — полные потери на вихревые токи;  $k_{WB}$  — потери при вращении.

Коэффициент вихревых токов  $k_W$ 

	Неподвижный ротор ( $Q_{R_2}$ ) или статор ( $Q_{R_1}$ ), $v = 0$	Вращающийся ротор ( $Q_{R_2} + Q_B$ )	Синхронно вра- щающийся ро- тор ( $v = 1$ )
Чисто вращающееся поле ( $x = 1$ ) . .	1	$(1 - v)^2$	0
Чисто пульсирующее поле ( $x = 0$ ) . .	$1/2$	$(1 + v^2)/2$	1
Эллиптическое вращающееся поле . .	$(1 + x^2)/2$	ур. (43)	$(1 - x)^2$

**д. Потери на гистерезис.** Точный расчет потерь на гистерезис во вращающемся роторе при пульсирующем или эллиптическом поле невозможен, так как индукция в каждой частице железа меняется не просто циклически, а определяется рядом точек реверса внутри каждого периода [Л. 43], для чего отсутствует обоснование расчета потерь. Кроме того, всегда существует сочетание пульсационного и вращательного перемагничивания, которое оказывает влияние на потери на гистерезис.

В настоящее время опыт показал, что, с известным приближением, для скоростей вращения, которые лежат выше синхронной, потери на гистерезис при вращении, которые добавляются к потерям на гистерезис при покое, при п у л ь с и р у ю щ е м поле составляют примерно только половину от потерь на гистерезис при вращении в поле постоянного тока с той же амплитудой индукции. Согласно исследованиям Р а д т а [Л. 43], потери на гистерезис в сердечнике якоря при вращении с  $0 \leq v \leq 1$  можно принимать равными нулю; при скоростях вращения выше синхронной (исследования проводились только до  $v = 2$ ) они получались из потерь на гистерезис в поле постоянного тока с той же амплитудой индукции путем умножения на коэффициент

$$k_H = 0,55(v - 1)/v. \quad (45)$$

Для эллиптического поля Радтом также был указан способ расчета, на котором далее не стоит останавливаться, поскольку он имеет меньшее значение.

**е. Практический расчет потерь в железе.** Расчет потерь в железе при к р у г о в о м в р а щ а ю щ е м с я поле был рассмотрен в разд. М1, т. IV, для индукционной машины. Там, пренебрегая высшими гармоническими и добавочными потерями ( $Q_{E2}$ ), которые покрываются механически, мы могли считать, что потери в железе ротора исчезающе малы, так как ротор вращается почти синхронно с вращающимся полем. При других скоростях вращения, как это имеет место у коллекторных машин переменного тока, потери в железе ротора нужно рассчитывать, как и в статоре, принимая во внимание относительную скорость вращения между ротором и вращающимся полем. Расчет добавочных потерь, которые покрываются механическим путем, подробно рассмотрен в разд. ПНЗ до 5, т. I,

и  $M_{le}$  до  $g$ , т. IV. Полные потери в железе, согласно разд. а, мы можем разложить на их составляющие покоя и вращения, но такое разложение в случае кругового вращающегося поля не способствует наглядности.

При эллиптическом вращающемся поле мы получаем потери на вихревые токи в статоре и в неподвижном роторе путем умножения потерь на вихревые токи при круговом вращающемся поле ( $B_1 = B$ ) на коэффициент  $k_w$  [ур. (43), фиг. 28 и табл. 3]. Если принять допустимым такой же метод расчета и для потерь на гистерезис, то мы получим полные потери в железе при покое (в статоре и в роторе), если умножим потери при круговом поле на коэффициент  $k_w$ . К этим потерям в железе при покое, при вращении ротора, добавляются еще потери при вращении, которые могут быть получены с достаточной точностью путем умножения потерь в железе неподвижного якоря при круговом вращающемся поле ( $B = B_1$ ) на коэффициент  $k_{wB}$  [ур. (44)]. Таким же образом мы можем поступать и при пульсирующем поле, если оно синусоидально распределено в пространстве.

В машинах переменного тока с явно выраженными полюсами и потери в железе при покое в статоре и в роторе мы можем рассчитывать, как и для обычной магнитной цепи при пульсационном перемагничивании. При амплитуде потока  $\sqrt{2}\Phi_{eff}$ , где  $\Phi_{eff}$  принимается по характеристике переменного тока  $d$  на фиг. 11, потери на вихревые токи получаются несколько преуменьшенными. Точнее они получаются как сумма потерь на вихревые токи от отдельных гармонических потока, практически принимаемых во внимание.

Потери в железе при вращении, которые добавляются при вращающемся роторе к потерям при покое, мы сопоставим с потерями в железе в поле постоянного тока. Потери на вихревые токи при синусоидально изменяющемся потоке возбуждения составляют половину от потерь при поле постоянного тока с той же амплитудой индукции [Л. 44]. Приблизительно так же получается при скоростях вращения выше синхронной и для потерь на гистерезис. Таким образом, полные потери в железе (включая добавочные) составляют примерно половину от потерь в поле постоянного тока. По-видимому, точнее считать, полагая потери на гистерезис при нижесинхронной скорости равными нулю; при вышесинхронной скорости они равны произведению коэффициента  $k_H$  [ур. (45)] на потери на гистерезис в поле постоянного тока.

Добавочные потери в железе  $Q_{Ez}$  в поле постоянного тока, которые покрываются механическим путем, следует рассчитывать по разд. ПНЗ до 5, т. I, и  $M_{1a}$  до  $g$ , т. IV.

Потери в железе, вызванные полями в коммутационной зоне, вследствие малости амплитуд индукций этих полей малы по сравнению с остальными потерями в железе. Если их принимать во внимание, то их можно рассчитывать так, как если бы они существовали одни, и прибавлять к потерям, вызванным главным полем.



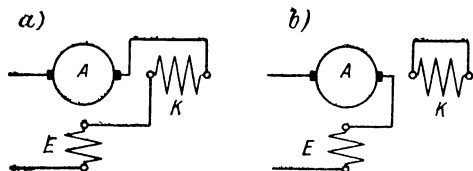
## В. ОДНОФАЗНЫЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

### 1. Основная конструкция

Важнейшим коллекторным двигателем для однофазного тока является последовательный двигатель, поскольку он используется в эксплуатации на железнодорожных локомотивах. По причинам, которые были изложены в разд. А2, он применяется при более низкой частоте, чем обычная частота 50 гц, а именно при  $50/3 = 16\frac{2}{3}$  гц. Кратное отношение обеих частот выбрано из соображений простоты преобразования посредством синхронных двигателей-генераторов.

В однофазных двигателях, как и в последовательных двигателях постоянного тока, обмотка якоря и обмотка возбуждения соединяются последовательно. Поток возбуждения тогда находится почти в фазе с током, и вращающий момент, развиваемый двигателем, колеблется согласно разд. А4 около некоторого постоянного сред-

него значения, которое тем больше, чем меньше фазовый угол между током и потоком. Так как поток возбуждения является пульсирующим потоком, то не только якорь, но и вся магнитная система должна выполняться расслоенной.



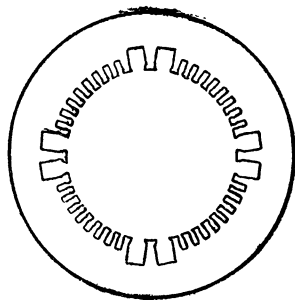
Фиг. 29. Схемы последовательных двигателей с компенсационной обмоткой  $K$ .

Кроме падений напряжения, в активных сопротив-

лениях обмоток и щеточных контактов, имеющих место в машинах постоянного тока, в последовательных двигателях переменного тока возникают еще реактивные падения напряжения в якорной обмотке и обмотке возбуждения, которые ухудшают коэффициент мощности.

Чтобы уменьшить реактивную составляющую напряжения на обмотке якоря, полюсы снабжают компенсационной обмоткой ( $K$  на фиг. 29, а), так же как она применяется в машинах постоянного тока для уничтожения искажения поля под полюсными наконечниками. Тогда остаются только напряжения рассеяния между якорем и компенсационной обмоткой, которые относительно невелики. В отличие от машин постоянного тока компенсационная обмотка может быть здесь так же короткозамкнутой, как на фиг. 29, б. В этом случае индуктивное напряжение на якоре могло бы быть сделано настолько малым, каким его нельзя сделать при последовательной компенсационной обмотке. Но так как такая короткозамкнутая обмотка более или менее демпфирует поток в коммутационной зоне, который нужен для улучшения коммутации, компенсационная обмотка почти всегда включается последовательно с обмоткой якоря.

Поток возбуждения должен создаваться по возможности большим, поскольку ему пропорционален вращающий момент, развиваемый двигателем. Мы можем ограничить, однако, реактивное сопротивление обмотки возбуждения, если сделаем магнитное сопротивление для потока возбуждения возможно меньшим. Этого можно достичь, главным образом, выполнением двигателя с минимальным воздушным зазором между якорем и полюсной системой и с небольшим насыщением железа. Число витков обмотки возбуждения благодаря этому будет значительно меньшим, чем у двигателей постоянного тока, и она может размещаться вместе с обмоткой добавочных полюсов в увеличенных пазах статора. Полюсная система в сечении, перпендикулярном валу, приобретает при этом существенно другой вид, нежели у машины постоянного тока с большим окном между главным и добавочным полюсами. На фиг. 30 в качестве примера изображен лист железа статора четырехполюсного однофазного двигателя. Добавочные полюсы при этом представляют собой добавочные (коммутирующие) з у б ц ы сравнительно небольших размеров.



Фиг. 30. Лист статора четырехполюсного последовательного двигателя.

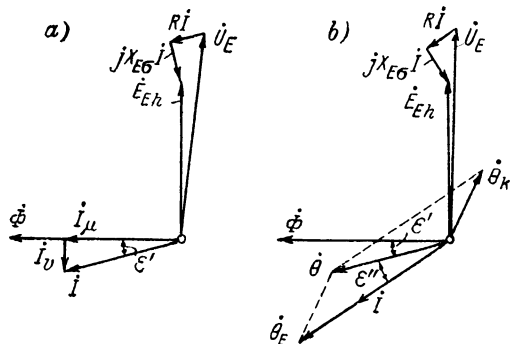
## 2. Фазовый угол между током якоря и потоком возбуждения

Предположим сначала, что якорь неподвижен, щетки подняты, и к обмотке возбуждения приложено переменное напряжение  $U_E$ . Обмотка возбуждения тогда ведет себя, как дроссель или трансформатор при холостом ходе, чему соответствует векторная диаграмма на фиг. 31, а, где  $X_{E\sigma}$  — реактивное сопротивление рассеяния обмотки возбуждения, а  $E_{Eh}$  — э. д. с., индуцируемая в ней основным потоком. Ток  $I$  равен сумме намагничивающего тока  $I_\mu$  для создания потока  $\Phi$  и тока потерь  $I_v$ , который при умножении на э. д. с.  $E_{Eh}$  определяет потери в железе статора и ротора при неподвижном состоянии. Угол  $\epsilon'$  между потоком и током лишь незначительно изменится с э. д. с., индуцируемой в обмотке возбуждения.

Если якорь приводится во вращение при отсутствии в нем тока, то потери в железе, которые покрываются через обмотку возбуждения, согласно разд. А9b изменяются весьма мало, т. е. угол  $\epsilon'$  практически не зависит от скорости вращения. Но во вращающемся якоре, кроме того, возникают еще потери на перемагничивание, которые покрываются приводным двигателем или, при работе самой машины двигателем, снижают полезный момент на его валу.

Если мы теперь наложим щетки, то, как мы видели в разд. А7а, образуются секции якоря, замкнутые накоротко щетками, как

краткозамкнутая вторичная обмотка трансформатора, первичной обмоткой которого является обмотка возбуждения. Полный ток  $\dot{\Theta}$ , необходимый для возбуждения потока  $\dot{\Phi}$ , будет равен сумме полного тока  $\dot{\Theta}_E$  обмотки возбуждения и полного тока  $\dot{\Theta}_k$  короткозамкнутых витков якоря для всей магнитной цепи (фиг. 31, б). С полным током



Фиг. 31. Диаграммы токов и напряжений обмотки возбуждения: а) при поднятых; б) при опущенных щетках.

$\dot{\Theta}_E$  находится в фазе ток  $\dot{i}$  в обмотке возбуждения, который в последовательном двигателе равен току якоря. Под влиянием короткозамкнутых секций якоря ток, таким образом, еще больше отклонится по фазе от потока, нежели при поднятых щетках, и поэтому при тех же величинах потока и тока средний вращающий момент уменьшится [Л. 15]. Угол  $\epsilon''$  между  $\dot{\Theta}$  и  $\dot{\Theta}_E$ , который определяется

реакцией короткозамкнутых секций якоря, будет, как мы видели в разд. А7б, очень быстро уменьшаться при возрастании скорости вращения.

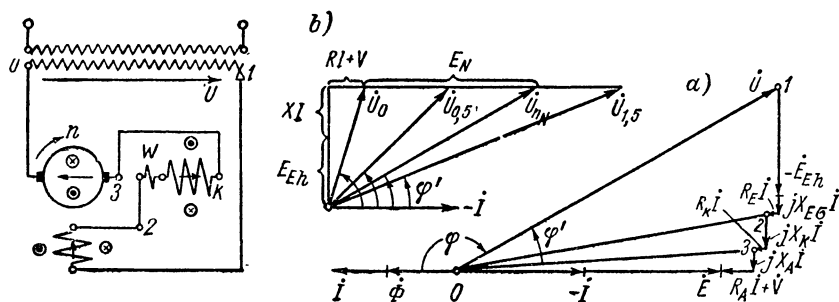
Вращающий момент пропорционален  $\cos \epsilon = \cos(\epsilon' + \epsilon'')$ . Угол  $\epsilon'$  очень мал, порядка  $1^\circ$ . Угол  $\epsilon''$  из-за реакции токов в секциях якоря, перекрытых щетками, у хороших двигателей должен быть малым уже при неподвижном якоре и тем более при вращающемся якоре. Поэтому мы будем полагать в следующих разделах  $\cos \epsilon = \cos(\epsilon' + \epsilon'') \doteq 1$ , т. е.  $\epsilon \approx 0$ . Тогда поток  $\dot{\Phi}$  находится в фазе с током  $\dot{i}$  в обмотках якоря и возбуждения.

### 3. Характеристики последовательного двигателя

**а. Схема и диаграмма напряжений.** На фиг. 32 представлена схема последовательного двигателя с указанием направлений токов в обмотках и магнитных осях обмоток. Поскольку регулирование скорости вращения обычно осуществляется изменением напряжения на зажимах, здесь указан и необходимый для этого регулировочный трансформатор, у которого в последующих разделах мы будем часто изображать только вторичную обмотку. Падением напряжения в ней мы будем обычно пренебрегать. Включение примем сначала таким, которое дает направление вращения двигателя согласно разд. А3д по часовой стрелке.

При составлении уравнения напряжений, согласно которому сумма напряжения на зажимах  $\dot{U}$  и падений напряжения равна

индуктированной э. д. с., мы считаем отрицательную э. д. с. покоя  $\dot{E}_{Eh}$ , которая индуктируется в обмотке возбуждения основным потоком, падением напряжения  $jX_{Eh}i = -\dot{E}_{Eh}$ , поскольку она является нежелательной. Но  $X_{Eh}$  вообще не постоянная величина, а она уменьшается с возрастанием тока в соответствии с магнитной характеристикой. Обозначим дальше через  $X_{E\sigma}$  реактивное сопротивление рассеяния и через  $R_E$  активное сопротивление обмотки возбуждения; через  $X_K$  и соответственно  $R_K$  — реактивное и активное сопротивления компенсационной обмотки (включая обмотку добавочных полюсов); через  $X_A$  и  $R_A$  — реактивное сопротивление и активное сопротивление обмотки якоря, через  $\dot{V}$ , совпадающее по фазе с током  $i$ , падение напряжения под щетками и через  $\dot{E} \equiv \dot{E}_B$  — э. д. с. враще-



Фиг. 32. Схема и диаграмма напряжений последовательного двигателя: а) основная диаграмма; б) при постоянном вращающем моменте.

ния, индуктированную в обмотке якоря потоком  $\dot{\Phi}$ , которая согласно разд. А3а находится с потоком возбуждения  $\dot{\Phi}$  в противофазе. Если мы пренебрежем фазовым углом  $\epsilon$  между потоком  $\Phi$  и током  $i$ , кроме высших гармонических этих величин, то получим уравнение напряжений:

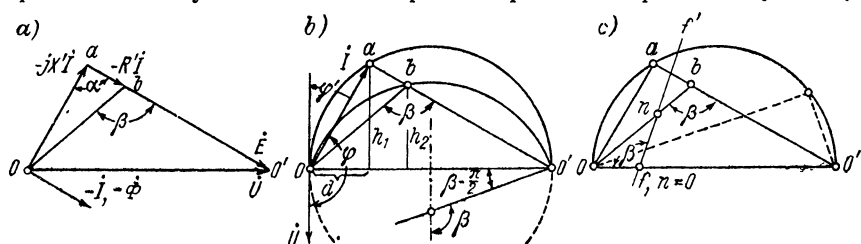
$$\dot{U} - \dot{E}_{Eh} + [jX_{E\sigma} + R_E + jX_K + R_K + jX_A + R_A]i + \dot{V} = \dot{E}. \quad (46)$$

При полной компенсации  $X_K$  и  $X_A$  являются реактивными сопротивлениями рассеяния. Но полный ток компенсационной обмотки обычно превышает полный ток обмотки якоря, по крайней мере в коммутационной зоне. Тогда реактивные сопротивления  $X_K$  и  $X_A$  содержат индуктивность, которая соответствует потоку на поверхности якоря по оси якоря. При сильной перекомпенсации  $X_A$  может становиться отрицательным.

Ур. (46) соответствует диаграмма на фиг. 32, а. Доступные при измерениях точки как на схеме фиг. 32, так и на диаграмме напряжений фиг. 32, а, указаны цифрами от 0 до 3;  $\varphi' = 180^\circ - |\varphi|$  есть фазовый угол между отрицательным током  $-i$  и напряжением на зажимах  $\dot{U}$ .

Чтобы проследить регулирование скорости вращения при неизменном вращающем моменте, мы изобразим диаграмму напряжений в другой последовательности падений напряжения, объединяя активные сопротивления  $R = R_E + R_K + R_A$  и индуктивные сопротивления  $X = X_{E\sigma} + X_K + X_A$ , как это показано на фиг. 32, б;  $\dot{U}_0$  является напряжением на зажимах при неподвижном двигателе.

При неизменном вращающем моменте  $I$  и  $\Phi$  также неизменны; тогда по ур. (2б) только э. д. с.  $E$  пропорциональна скорости вращения. Из диаграммы мы можем видеть, как нужно регулировать напряжение на зажимах, чтобы устанавливать различные скорости вращения. С увеличением скорости вращения фазовый угол  $\varphi'$



Фиг. 33. а) Диаграмма напряжений; б) круговая диаграмма для тока при постоянном напряжении на зажимах; в) определение скорости вращения.

между отрицательным током и напряжением на зажимах уменьшается, следовательно, коэффициент мощности улучшается. На фиг. 32, в в качестве примера указаны напряжения на зажимах для скоростей вращения 0, 0,5  $n_N$ ,  $n_N$  и 1,5  $n_N$ . В действительности, однако, в отличие от диаграммы, фаза тока меняется, а фаза напряжения на зажимах постоянна, но в поведении двигателя это ничего не меняет.

**б. Круговая диаграмма.** В том случае, когда магнитная характеристика обмотки возбуждения прямолинейна, геометрическим местом тока при постоянном напряжении на зажимах  $\dot{U}$  и изменяющемся токе или вращающем моменте является окружность. Эта диаграмма, однако, дает лишь приблизительное представление о том, как изменяются основные величины при постоянном напряжении на зажимах и переменной нагрузке, так как магнитная характеристика обмотки возбуждения у хорошо использованных двигателей значительно отклоняется от прямой и тем самым э. д. с.  $E_{Eh}$  обмотки возбуждения уже оказывается не пропорциональной току  $I$ .

Если мы обозначим через  $X'$  полное индуктивное сопротивление, включая и то, которое соответствует э. д. с.  $E_{Eh}$ , и через  $R'$  полное активное сопротивление, включая и то, которое соответствует падению напряжения под щетками  $V$  и которое мы для упрощения положим пропорциональным току  $I$ , то получим диаграмму на фиг. 33, а. В этой диаграмме углы  $\alpha$  и  $\beta$  неизменны. Угол  $\alpha$  прямой, угол  $\beta$  задается соотношением сопротивлений  $X'$  и  $R'$ , т. е.

$$\operatorname{tg}(\pi - \beta) = X'/R'. \quad (47)$$

Поэтому точки  $a$  и  $b$  при постоянном напряжении на зажимах  $\dot{U}$  перемещаются по окружностям. Точка  $a$  перемещается по полуокружности над  $\overline{OO'}$ . Центр окружности  $b$  лежит на перпендикуляре к середине  $\overline{OO'}$  и окружность  $b$  проходит через точки  $O$  и  $O'$ .

Если мы разделим в этой диаграмме все величины напряжений на  $-jX'$ , то получим диаграмму токов на фиг. 33,  $b$  с диаметром  $\overline{OO'} = U/X'$ . Для определения фазы тока  $I$  по отношению к напряжению  $\dot{U}$  следует  $\dot{U}$  повернуть из положения на фиг. 33,  $a$  на  $90^\circ$  по направлению часовой стрелки. Штриховая часть круга соответствует генераторному режиму, который, как мы увидим в разд. Flb, не имеет большого практического значения, поскольку при этом в большинстве случаев возникает самовозбуждение постоянным током.

Мощности двигателя можно определять, как и у индукционного двигателя, отрезками перпендикуляров  $h_1$  и  $h_2$  из точек  $a$  и  $b$  к диаметру  $\overline{OO'}$ . Для электрической мощности, потребляемой двигателем, получаем:

$$N_1 = U h_1, \quad (48a)$$

где  $h_1$  нужно измерять в масштабе тока.

Механическая мощность двигателя относится к потребляемой мощности, как  $\overline{O'b} : \overline{O'a}$ , т. е.

$$N_{\text{mech}} = U h_2. \quad (48b)$$

Вращающий момент пропорционален  $\overline{Oa}^2 = d \cdot \overline{OO'}$  (см. фиг. 33,  $b$ ). Так как  $\overline{OO'}$  не изменяется, то вращающий момент

$$M = C \cdot d, \quad (48c),$$

где масштаб  $C$  дается ур. (15). Скорость вращения по ур. (2b) пропорциональна  $E/\Phi$ , следовательно пропорциональна  $\overline{O'b}/\overline{Oa} \sim \overline{O'b}/\overline{Ob}$ . Если мы проведем прямую  $\overline{ff'}$  через точку  $f$  на диаметре  $\overline{OO'}$ , которая образует с  $\overline{OO'}$  угол  $\beta$  (фиг. 33,  $c$ ), то отрезок

$$\overline{fn} = \frac{\overline{O'b}}{\overline{Ob}} \overline{Of}, \quad (49)$$

который отсекается лучом  $\overline{Ob}$  на прямой  $\overline{ff'}$ , будет являться мерой скорости вращения. В точке  $f$  скорость вращения равна нулю. Масштаб получается из ур. (2b).

Следует подчеркнуть еще раз, что круговая диаграмма справедлива только в той области, в которой сохраняется пропорциональность между током и потоком.

**с. Расчет рабочих характеристик.** Если известна магнитная «характеристика переменного тока»  $\Phi_{\text{eff}}(I)$  (см. разд. A5) и фазовый угол  $\varepsilon$  между током и потоком принят равным нулю, то мы можем простейшим образом определить рабочие характеристики двигателя, которые представляют собой зависимости скорости вращения  $n$ , тока  $I$  и коэффициента мощности  $\cos \varphi'$  от вращающего момента  $M$

при постоянном напряжении на зажимах  $U$ . Только при очень малых скоростях вращения пренебрежение углом  $\epsilon$  несправедливо, поскольку тогда по фиг. 31,  $b$  ток и поток значительно отличаются по фазе. Если мы хотим принять это во внимание, то должны построить диаграмму полных токов по разд. А7а и  $b$  и рассчитывать при этом вращающий момент по ур. (17с). Тогда при том же вращающем моменте ток будет несколько больше, а коэффициент мощности несколько лучше (см. фиг. 31,  $b$ ).

При заданном напряжении на зажимах  $U$  мы исходим из тока двигателя  $I$  и принимаем поток  $\Phi_{\text{eff}}$  соответствующим характеристике переменного тока (разд. А5). При этом по ур. (17с) мы получим вращающий момент и э. д. с., индуцированную в обмотке возбуждения, как

$$E_{Eh} = 2\pi f \xi_E \omega_E \Phi_{\text{eff}}. \quad (50)$$

Здесь  $\omega_E$  есть полное число последовательно включенных витков в обмотке возбуждения; при обычном выполнении двигателя с явно выраженными полюсами обмоточный коэффициент обмотки возбуждения  $\xi_E = 1$ . Полная реактивная составляющая напряжения двигателя будет  $E_{Eh} + XI$ , а следовательно, активная составляющая

$$U_w = \sqrt{U^2 - (E_{Eh} + XI)^2}. \quad (50a)$$

Если мы вычтем из этого напряжения падение напряжения в активном сопротивлении, то это будет э. д. с., индуцируемая в обмотке якоря:

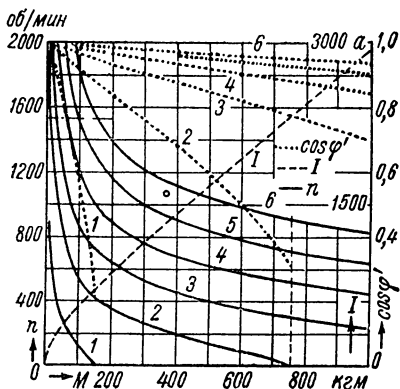
$$E = U_w - (RI + V), \quad (50b)$$

с помощью которой определим скорость вращения по ур. (1b). Коэффициент мощности

$$\cos \varphi' = U_w / U. \quad (50c)$$

Задаваясь различными токами при постоянном напряжении на зажимах  $U$ , мы можем определить по точкам кривые  $n(M)$ ,  $I(M)$  и  $\cos \varphi'(M)$ .

Для тягового двигателя, рассчитанного в разд. К, таким образом были рассчитаны характеристики для различных напряжений на зажимах  $U$ , равных 60, 120, 180, 240, 300, 360 в (на фиг. 34 обозначены с 1 по 6), и представлены на фиг. 34 в зависимости от вращающего момента  $M$  (внутреннего), развиваемого двигателем. В основу расчета была положена характеристика переменного тока  $d$  на фиг. 11. Угол  $\epsilon$  между током и потоком принимался равным нулю также



Фиг. 34. Характеристики последовательного двигателя, рассчитанного в разд. К, при различных напряжениях на зажимах.

при самых малых скоростях вращения. Активное сопротивление подставлено таким, какое оно получается при номинальном режиме, а именно  $R + V/I = 0,015 \text{ ом}$ , а реактивное сопротивление  $X = 0,02 \text{ ом}$  (см. разд. К6с и 7е).

Практически встречающиеся наибольшие скорость вращения и пусковой момент ограничены штрихпунктирными прямыми линиями; длительный режим указан маленьким кружочком (см. введение к разд. К). Характеристики скорости вращения имеют в значительной степени тот же характер, что и у двигателей постоянного тока последовательного возбуждения. Кривая тока  $I (M)$  справедлива для всех напряжений на зажимах  $U$ , поскольку мы пренебрегаем влиянием токов короткого замыкания.

#### 4. Последовательный двигатель со сдвинутым по фазе коммутирующим полем

В следующих разделах мы будем рассматривать различные схемы для компенсации э. д. с. коммутации и покоя в секциях якоря, перекрытых щетками. При исследованиях будем принимать во внимание, главным образом, только основные гармонические потока возбуждения и тока якоря, а высшие гармонические э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  и э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_W$  учитывать не будем. В какой мере высшие гармонические этих э. д. с. могут компенсироваться при некоторых схемах, мы говорили в разд. А8. Как правило, мы будем здесь предполагать, что коммутирующее поле должно быть сделано таким, чтобы при номинальном режиме (длительном режиме) э. д. с.  $\mathcal{E}_W$  и  $\mathcal{E}_R$  компенсировались практически полностью (см. разд. К8). При известных условиях, а именно, когда часто встречаются другие рабочие режимы, это условие может выполняться также для какого-нибудь другого режима. В разд. g мы обобщим результаты и сравним между собой различные схемы.

**а. Реактивное сопротивление, параллельное обмотке якоря.** В двигательном режиме обмотка якоря представляет собой в основном активное сопротивление. Поэтому, если мы включим дроссель параллельно к щеткам якоря (фиг. 35, а), то ток  $I_A$  в обмотке якоря будет упреждать по фазе ток  $I_K$  в компенсационной обмотке (фиг. 35, б) и полные токи якорной и компенсационной обмоток (включая последовательную обмотку добавочных полюсов  $W$ ) создадут в коммутационной зоне результирующий полный ток  $\Theta_r$ . Этот полный ток, при правильном выборе числа витков компенсационной обмотки (включая обмотку  $W$ ) и дросселя, возбуждает поле в коммутационной зоне, э. д. с. вращения которого компенсирует э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_W$  и при определенной скорости также и э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  [Л. 48].

Положительные оси обмотки якоря и обмотки возбуждения на фиг. 35, а обозначены сплошными стрелками, а положительная ось короткозамкнутых щетками секций якоря — штриховой стрелкой. Э. д. с. покоя в обмотке возбуждения и э. д. с.  $\mathcal{E}_R$  в короткозамкнутой секции якоря отстают по фазе от тока  $I_K$  на четверть периода. Согласно правилу 2 в разд. А3а, э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_W$  находится в фазе с током якоря  $I_A$ , а э. д. с. вращения в поле, которое возбуждено результирующим полным током  $\Theta_r$ , находится в фазе с  $\Theta_r$  и направлена встречно э. д. с.  $\mathcal{E} = \mathcal{E}_R + \mathcal{E}_W$ . Активным сопротивлением дросселя и реактивным сопротивлением обмотки якоря (см. разд. б) на фиг. 35, б пренебрегаем. Они учи-

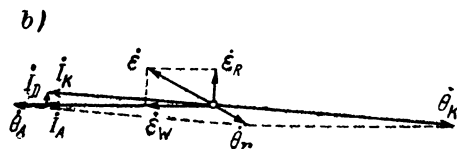
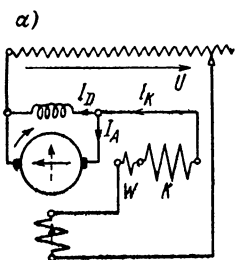


тываются для номинального момента (369 кгм) и номинальной скорости вращения (1070 об/мин) тягового двигателя, рассчитанного в разд. К.

Чтобы оценить мощность дросселя, пренебрежем очень маленькой составляющей  $\dot{\mathcal{E}}_R$ , которая находится в противофазе с  $\dot{\mathcal{E}}_W$ . Тогда при полном токе якоря  $\Theta_A = 6 \cdot 1312 = 7872$  а составляющая  $\dot{\Theta}_r$ , которая находится в противофазе с  $\dot{\mathcal{E}}_W$  (5,5 в) по разд. К8 должна быть равна  $\Theta_{rW} = 1312$  а, а составляющая, которая находится в противофазе с  $\dot{\mathcal{E}}_R$  (2,92 в), равна  $\Theta_{rW} = \Theta_{rW} \cdot 2,92/5,5 = 696$  а. При этом ток в дросселе получается  $I_D = I_A \Theta_{rW} / \Theta_A = 116$  а. Напряжение на якоре при номинальном режиме равняется 328 в и, следовательно, мощность дросселя  $N_D = 38$  ква, что составляет 9,4% от номинальной мощности (405 квт).

Если дроссель выполнен с воздушным зазором, так что его магнитная характеристика прямолинейна, то ток  $I_D$  и составляющая полного тока  $\Theta_{rW}$  пропорциональны напряжению на якоре, а составляющая  $\Theta_{rW}$

пропорциональна току якоря. Поэтому здесь получаются такие же условия компенсации, как и при схеме на фиг. 36, а, которую мы будем подробно рассматривать в следующем разделе.



Фиг. 35. а) Дроссель, параллельный щеткам якоря; б) диаграмма токов и полных токов.

Схема с дросселем, параллельным якору, пригодна и для генераторного режима, который рассматривается в разд. F1, только при независимом возбуждении машины. Чтобы здесь, при переходе к генераторному режиму, не нужно было менять вид параллельного сопротивления (см. разд. A8d), важно, чтобы якорная обмотка при генераторном режиме представляла собой в основном отрицательное активное сопротивление.

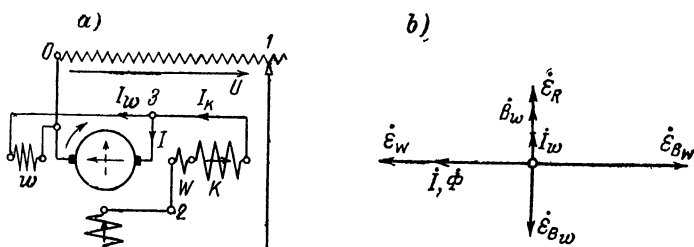
**в. Шунтовая обмотка добавочных полюсов на щетках якоря.** Подходящую фазу составляющей индукции  $\dot{B}_w$  в коммутационной зоне, которая компенсирует э. д. с. покоя  $\dot{\mathcal{E}}_R$  посредством э. д. с. вращения  $\dot{\mathcal{E}}_{Bw}$ , мы получим посредством обмотки добавочных полюсов  $w$ , которая питается напряжением со щеток якоря (фиг. 36, а) [Л. 49]. Это напряжение (вектор  $O\dot{z}$  на фиг. 32, а) приблизительно на четверть периода отстает по фазе от э. д. с.  $\dot{E}_{Er}$ , индуцированной в обмотке возбуждения, так как  $X_A$  при перекомпенсации обмотки якоря в коммутационной зоне, которая вызывается обмоткой добавочных полюсов  $w$ , отбегает током якоря, исчезающе мало (у нашего тягового двигателя это реактивное сопротивление емкостное и составляет при номинальном режиме, согласно разд. K7d, только несколько процентов, а именно  $0,00876 \cdot 1312/328 \approx 0,035$  от напряжения на якоре  $O\dot{z}$  на фиг. 32, а).

Если мы положим, что положительная ось (штриховая на фиг. 36, а) секции якоря, перекрытой щетками, совпадает с магнитной осью обмотки возбуждения, то (фиг. 36, б)  $\dot{\mathcal{E}}_R$  отстает по фазе от потока  $\dot{\Phi}$  на четверть периода. Практически в фазе с  $\dot{\mathcal{E}}_R$  будет ток  $i_w$  в обмотке  $w$  и составляющая индукции  $\dot{B}_w$ , которая возбуждается током  $i_w$ . Э. д. с. вращения  $\dot{\mathcal{E}}_{Bw}$ , которая индуцируется

в секции якоря, находится в противофазе с  $\dot{B}_w$  и при подходящем числе витков  $w$  очень близка к  $-\dot{\mathcal{E}}_R$ .

Для того чтобы составляющая коммутирующего поля  $B_w$ , создаваемая током якоря  $I$  для компенсации э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_w$ , могла свободно образоваться, следует применять один из способов (наиболее целесообразно — разделительный трансформатор), указанных в разд. А8б. На фиг. 36, а принято, что обмотки  $w$  и  $W$  имеют большое взаимное рассеяние, как это отмечено большей шириной катушки  $w$  по сравнению с  $W$ .

При принятом направлении оси обмотки короткозамкнутой секции якоря по разд. А7с при двигательном режиме  $\mathcal{E}_w$  находится в фазе с током якоря  $I$ , а э. д. с. вращения  $\dot{\mathcal{E}}_{Bw}$  в противофазе с  $\dot{\mathcal{E}}_w$ . Путем правильного выбора коммутирующих полей для определенного значения нагрузки можно практически полностью компенсировать  $\dot{\mathcal{E}}_R$  и  $\dot{\mathcal{E}}_w$  посредством составляющих э. д. с. вращения  $\dot{\mathcal{E}}_{Bw}$  и  $\dot{\mathcal{E}}_{Bw}$ .



Фиг. 36. а) Шунтовая обмотка добавочных полюсов, параллельная щеткам якоря; б) э. д. с. в секции якоря.

При нашем предположении, что составляющая коммутирующего поля для компенсации  $\mathcal{E}_w$  не нарушается составляющей коммутирующего поля для компенсации  $\mathcal{E}_R$ , при прямолинейной коммутации, кроме основной гармонической, компенсируются также и высшие гармонические  $\mathcal{E}_w$  для всех значений нагрузок, пока магнитная характеристика цепи добавочных полюсов до наивысших пиков тока якоря остается прямой линией, проходящей через начало координат. Поэтому, рассматривая уничтожение искрения при любых условиях нагрузки, мы можем обращать внимание только на поведение э. д. с. покоя  $\dot{\mathcal{E}}_F = \dot{\mathcal{E}}_R - \dot{\mathcal{E}}_{Bw}$ , которая в рассматриваемой здесь схеме в основном и вызывает искрение под щетками.

Поле шунтовых добавочных полюсов может быть установлено таким, чтобы при номинальном режиме (скорость вращения  $n_N$ ) э. д. с. покоя  $\dot{\mathcal{E}}_{RN}$  полностью компенсировалась посредством э. д. с. вращения  $\dot{\mathcal{E}}_{BwN}$ . Напряжение, которое приложено к обмотке шунтовых добавочных полюсов, приблизительно равно э. д. с. вращения  $\dot{E}$  в обмотке якоря, а последняя пропорциональна  $n\dot{\mathcal{E}}_R$  [ур. (9а)]; следовательно, э. д. с. вращения  $\dot{\mathcal{E}}_{Bw}$  пропорциональна  $n^2\dot{\mathcal{E}}_R$ . При этом мы получаем э. д. с. вращения при любом значении нагрузки:

$$\dot{\mathcal{E}}_{Bw} = v^2 \frac{\dot{\mathcal{E}}_B}{\dot{\mathcal{E}}_{RN}} \dot{\mathcal{E}}_{BwN} = v^2 \dot{\mathcal{E}}_R, \quad \text{где } v = n/n_N, \quad (51a \text{ и } b)$$

и э. д. с. искрения (остаточную э. д. с.), которая определяет искрение под щетками,

$$\mathcal{E}_F = |1 - v^2| \cdot \mathcal{E}_R. \quad (51)$$

Каждому значению  $\mathcal{E}_R$  соответствует определенный вращающий момент (см. фиг. 13 для нашего тягового двигателя). Мы можем тогда э. д. с. искрения построить в системе координат скоростной характеристики  $n(M)$ . Для постоянной э. д. с. искрения  $\mathcal{E}_F$  мы получим, при заданной относительной скорости вращения  $\nu$ , соответствующую э. д. с.  $\mathcal{E}_R$ , которая отвечает определенному вращающему моменту. На фиг. 43, а (разд. g) такие кривые при постоянной э. д. с. искрения (параметр в вольтах) нанесены в системе координат  $M; n$  для нашего тягового двигателя. Скоростные характеристики изображены тонкими линиями (см. фиг. 34), штрихпунктирные прямые ограничивают практически достигаемые скорость вращения 1530 об/мин и пусковой момент 755 кгм; номинальный режим двигателя отмечен маленьким кружком.

Как видно из кривых, при номинальной скорости вращения, но переменном вращающем моменте э. д. с. искрения равна нулю. При других условиях нагрузки э. д. с. искрения растет с отклонением скорости вращения от номинальной, и тем больше, чем меньше вращающий момент. Учет активного сопротивления обмотки якоря, которым пренебрегалось, выразился бы в том, что э. д. с. искрения была бы несколько меньше.

Если обмотка шунтовых добавочных полюсов питается от регулировочного трансформатора и ее напряжение регулируется независимо от скорости вращения [Л. 49], то оказывается возможным для всех значений нагрузки, кроме очень малых скоростей вращения, э. д. с. искрения практически компенсировать. При малом числе ступеней регулирования уже можно добиться того, чтобы э. д. с. искрения оставалась меньше 1 в до скорости около 0,3  $n_N$ . При малых скоростях вращения компенсация становится невозможной, потому что индукция в коммутационной зоне должна была бы принимать слишком высокое значение.

Обмотка шунтовых добавочных полюсов представляет собой индуктивное сопротивление, включенное параллельно обмотке якоря, и действует она практически так же, как в случае фиг. 35, а. Благодаря параллельному включению индуктивности обмотки шунтовых добавочных полюсов к обмотке якоря условия компенсации не нарушаются; только ток в обмотке добавочных полюсов должен устанавливаться соответственно меньшим. В разд. а мы нашли необходимый при номинальном режиме ток дросселя 116 а; ток в обмотке шунтовых добавочных полюсов составлял по разд. А8с, при применении разделительного трансформатора ( $E_w \approx E$ ), только  $0,00456 \cdot 1312 = 6$  а. Таким образом,  $I_K$  практически находится в фазе с током  $I$ .

**с. Обмотка шунтовых добавочных полюсов на постоянном напряжении регулировочного трансформатора.** Для определенного режима нагрузки (скорости вращения и вращающего момента) результирующая э. д. с.  $\mathcal{E}$  из э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  и э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_w$  упреждает напряжение  $\dot{U}$  по фазе на четверть периода. Для этого режима нагрузки можно обмоткой добавочных полюсов  $w$ , находящейся под постоянным напряжением вторичной обмотки регулировочного трансформатора (фиг. 37, а), возбудить такое коммутирующее поле  $B$ , которое индуцирует э. д. с.  $\mathcal{E}_B$ , непосредственно компенсирующую э. д. с.  $\mathcal{E}$  (фиг. 37, б) [Л. 39а и б].

Так как нагрузка, при которой  $\mathcal{E}$  упреждает  $\dot{U}$  на четверть периода, у тяговых двигателей на 16 $\frac{2}{3}$ %  $n_N$  достигается при скорости вращения, находящейся гораздо ниже скорости вращения, чаще всего встречающейся в эксплуатации, э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_w$  обычно компенсируют посредством составляющей коммутирующего поля, созданной током якоря. Последняя (как и при схеме по фиг. 36, а) не должна искажаться обмоткой шунтовых добавочных полюсов (см. разд. А8б).

Остаточные э. д. с., которые получаются от э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  и от э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_w$ , мы рассмотрим сначала отдельно.

Поле, возбужденное обмоткой шунтовых добавочных полюсов ( $\dot{B}_{wN}$  при номинальном режиме), упреждает по фазе напряжение на зажимах  $\dot{U}$  прибли-

зительно на четверть периода. Для того чтобы при номинальном режиме э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_{RN}$  компенсировалась находящейся с ней в противофазе составляющей э. д. с. вращения  $\mathcal{E}_{BWN}$ , нужно (см. фиг. 37, *с*)

$$\mathcal{E}_{BWN} \cos \varphi'_N = \mathcal{E}_{RN}, \quad (52a)$$

где  $\varphi'_N$  — фазовый угол между отрицательным током якоря —  $I_N$  и напряжением на зажимах  $\dot{U}$ .

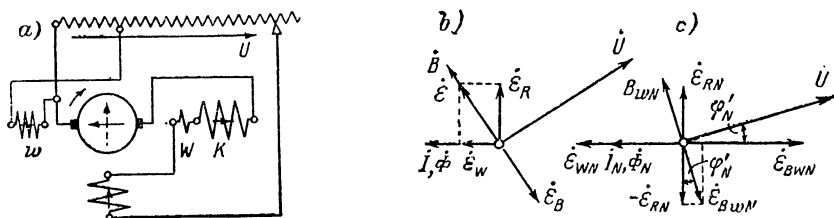
Тогда для любой нагрузки, согласно ур. (51b), составляющая э. д. с. вращения, противодействующая э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$

$$\mathcal{E}_{Bw} \cos \varphi' = \nu \mathcal{E}_{BWN} \cos \varphi' = \nu \frac{\cos \varphi'}{\cos \varphi'_N} \mathcal{E}_{RN}; \quad (52b)$$

при этом остаточная э. д. с. (в фазе с  $\mathcal{E}_R$ ) получается:

$$\mathcal{E}_{FR} = |\mathcal{E}_R - \mathcal{E}_{Bw} \cos \varphi'| = \left| \mathcal{E}_R - \nu \frac{\cos \varphi'}{\cos \varphi'_N} \mathcal{E}_{RN} \right|. \quad (52)$$

Для принятых значений  $M$  и  $n$  по характеристикам двигателя известны все величины в правой части ур. (52), так что мы можем рассчитать  $\mathcal{E}_{FR}$  и нанести в



Фиг. 37. а) Обмотка шунтовых добавочных полюсов на постоянном напряжении регулировочного трансформатора; б) э. д. с. секции якоря при отсутствии обмотки последовательных добавочных полюсов; в) с обмоткой (номинальный режим).

плоскости  $M, n$  кривые постоянной остаточной э. д. с. Для нашего тягового двигателя эти кривые представлены на фиг. 43, *с*.

В то время как по схеме фиг. 36, а э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_W$  компенсируется исключительно составляющей коммутирующего поля, возбужденной током якоря, при схеме по фиг. 37, а это не имеет места. Если составляющая поля, созданная током якоря, устанавливается так, чтобы при номинальной нагрузке  $\mathcal{E}_{WN}$  компенсировалась полностью, то э. д. с. вращения, индуцируемая этой составляющей поля при номинальной нагрузке, должна быть (фиг. 37, *с*)

$$\mathcal{E}_{BWN} = \mathcal{E}_{WN} - \mathcal{E}_{BWN} \sin \varphi'_N = \mathcal{E}_{WN} - \mathcal{E}_{RN} \frac{\sin \varphi'_N}{\cos \varphi'_N}. \quad (53a)$$

Э. д. с. коммутации при любой нагрузке будет:

$$\mathcal{E}_W = \nu \mathcal{E}_{WN} \text{ при } \nu = I/I_N; \quad (53b \text{ и } c)$$

Ей противодействует э. д. с., индуцируемая полем последовательных добавочных полюсов:

$$\mathcal{E}_{BW} = \nu \mathcal{E}_{BWN} = \nu \left( \mathcal{E}_{WN} - \mathcal{E}_{RN} \frac{\sin \varphi'_N}{\cos \varphi'_N} \right) \quad (54a)$$

и э. д. с. от поля шунтовых добавочных полюсов  $\mathcal{E}_{Bw} \sin \varphi'$  по ур. (52b). Остаточная э. д. с. (в фазе с током якоря) будет, следовательно,

$$\mathcal{E}_{FW} = \mathcal{E}_W - \mathcal{E}_{BW} - \mathcal{E}_{Bw} \sin \varphi' = \nu \frac{\sin \varphi'_N - \sin \varphi'}{\cos \varphi'_N} \mathcal{E}_{RN}. \quad (54)$$

Кривые постоянной остаточной э. д. с. для нашего тягового двигателя представлены на фиг. 43, *d*, причем положительные значения  $\mathcal{E}_{FW}$  соответствуют недокоммутации, а отрицательные перекоммутации. Мы видим, что остаточная э. д. с. оказывается малой.

Наконец на фиг. 43, *d* представлена результирующая э. д. с. искрения  $\mathcal{E}_F = \sqrt{\mathcal{E}_{FR}^2 + \mathcal{E}_{FW}^2}$ . Если мы сравним эти кривые с кривыми на фиг. 43, *a*, которые дает схема фиг. 36, *a*, то сможем твердо установить, что схема по фиг. 37, *a* благоприятнее для уничтожения искрения, нежели по фиг. 36, *a*; но при регулировании коммутлирующего поля в зависимости от скорости вращения, здесь нельзя так же полностью уничтожить искрение под щетками, как при схеме по фиг. 36, *a*.

**d. Компенсационная обмотка в качестве обмотки шунтовых добавочных полюсов.** Специальная обмотка шунтовых добавочных полюсов может быть излишней, если компенсационную обмотку подключить на постоянное напряжение регулировочного трансформатора. Чтобы поле шунтовых добавочных полюсов при номинальном режиме было в фазе с э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$ , в соединении между компенсационной обмоткой и отпайкой трансформатора должен включаться дроссель по фиг. 38, *a*. Разделительный трансформатор в этом случае не нужен. При выборе дросселя следует обратить внимание на то, что часть компенсационной обмотки *K* обычно лежит в тех же пазах, что и обмотка последовательных добавочных полюсов.

В компенсационном контуре  $0-I'-I-0$  на фиг. 38, *a* действуют следующие напряжения (см. при этом обозначения и расчет сопротивлений в разд. К6 и 7): напряжение трансформатора  $\dot{U}_K$ ; в компенсационной обмотке *K*: активное напряжение и напряжение рассеяния  $(R_K + jX_{K\sigma}) I_K$ ; фиктивное главное реактивное напряжение  $jX_{K\kappa} I_K$ ,  $jX_{KW_0} I$ , вызванное потоком на поверхности якоря, созданным обмоткой последовательных добавочных полюсов  $W_0$ ;  $jX_{K\sigma_0}$ , вызванное потоком рассеяния этой обмотки, который сцепляется с частью компенсационной обмотки, лежащей в пазах добавочных полюсов;  $-jX_{KA} I$ , вызванное фиктивным потоком, который возбуждает обмотка якоря; активное и реактивное напряжения дросселя  $(R_D + jX_D) I_\mu$ . Таким образом, уравнение напряжений для компенсационного контура получается:

$$\dot{U}_K + [R_K + j(X_{K\kappa} + X_{K\sigma})] I_K + j(X_{KW_0} + X_{\sigma_0} - X_{KA}) I + (R_D + jX_D) I_\mu = 0 \quad (55)$$

или, учитывая соотношение токов

$$I_K = I + I_\mu, \quad (56a)$$

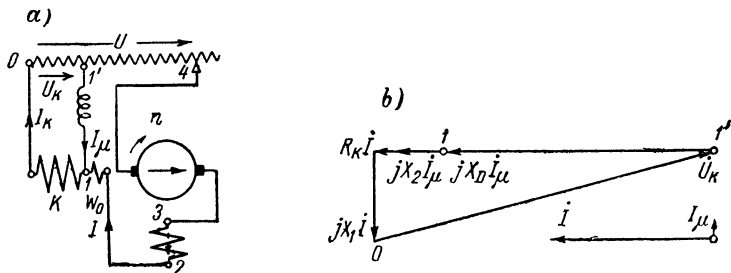
$$U_K + (R_K + jX_1) I + [R_K + R_D + j(X_2 + X_D)] I_\mu = 0, \quad (56)$$

где для сокращения и при  $X_{KA} = X_{AK} = X_{K\kappa}$ , подставлено

$$X_1 = X_{K\sigma} + X_{\sigma_0} + X_{KW_0} \text{ и } X_2 = X_{K\kappa} + X_{K\sigma}. \quad (56b \text{ и } c)$$

В контуре якоря  $0-I-2-3-4-0$  действуют следующие напряжения: напряжение на зажимах  $\dot{U}$ ; напряжения на компенсационной обмотке, как и в компенсационном контуре; в обмотке последовательных добавочных полюсов  $W_0$ : активное напряжение  $R_W I$ , реактивное напряжение  $j(X_{W_0\kappa} + X_{W_0\sigma}) I$ , вызванное потоком на поверхности и потоком рассеяния этой обмотки;  $jX_{\sigma_0} I_K$ ,

вызванное потоком рассеяния части компенсационной обмотки, которая лежит в тех же пазах, что и обмотка последовательных добавочных полюсов;  $jX_{W_0K}I_K$ , вызванная потоком по поверхности, который возбуждается током  $I_K$  компенсационной обмотки;  $-jX_{W_0A}I$ , вызванная фиктивным потоком на поверхности, который возбуждает обмотка якоря; в обмотке возбуждения: э. д. с. покоя  $\dot{E}_{Eh}$ , вызванная потоком на поверхности от обмотки возбуждения; активное напряжение и напряжение рассеяния  $(R_E + jX_{E\sigma})I$ ; в обмотке якоря: э. д. с. вращения  $\dot{E}$ ; напряжение под щетками  $\dot{V}$ ; активное падение напряжения и падение напряжения рассеяния  $(R_A + jX_{A\sigma})I$ ; фиктивное главное реактивное напряжение  $jX_{Ah}I - jX_{AW_0}I$ , вызванное потоком на поверхности от обмотки последователь-



Фиг. 38. а) Компенсационная обмотка в качестве обмотки шунтовых добавочных полюсов; б) диаграмма напряжений для контура компенсационной обмотки.

ных добавочных полюсов и  $-jX_{AK}I_K$ , вызванное потоком по поверхности, который возбуждается током  $I_K$  в компенсационной обмотке.

Таким образом, уравнение напряжения для контура якоря будет:

$$\begin{aligned} \dot{U} + [R_K + j(X_{Kh} + X_{K\sigma})] I_K + j(X_{KW_0} + X_{g^0} - X_{KA}) I + \\ + [R_W + j(X_{W_0h} + X_{W_0\sigma} - X_{W_0A})] I + j(X_{g^0} + X_{W_0K}) I_K + \\ + (R_E + jX_{E\sigma}) I + \dot{V} + [R_A + j(X_{AK} + X_{A\sigma} - X_{AW_0})] I - \\ - jX_{AK}I_K = \dot{E}_{Eh} + \dot{E}. \end{aligned} \quad (57)$$

Если мы заменим  $I_K$  по ур. (56а), то получим:

$$\dot{U} + \dot{V} + (R + jX_s) I + (R_K + jX_A) I_\mu = \dot{E}_{Eh} + \dot{E} \quad (58)$$

со следующими сокращениями:

$$\left. \begin{aligned} R &= R_A + R_E + R_W + R_K; & X_A &= X_{K\sigma} + X_{g^0} + X_{W_0K}; \\ X_s &= X_{A\sigma} + X_{E\sigma} + X_{W_0\sigma} + X_{K\sigma} + X_{W_0h} + 2X_{g^0}. \end{aligned} \right\} \quad (58a \text{ до } c)$$

В этих сокращениях принято  $X_{Kh} = X_{AK}$  и  $X_{AW_0} = X_{W_0A} = X_{W_0K} = X_{KW_0}$ , поскольку якорная и компенсационная обмотки имеют одинаковые числа витков и приблизительно одинаково распределены по окружности якоря.

Обмотка добавочных полюсов  $W_0$  должна быть выбрана так, чтобы при номинальном режиме индуктированная ею э. д. с. вращения практически пол-

ностью компенсировала э. д. с. коммутации  $\dot{\mathcal{E}}_w$ . В качестве э. д. с. искрения тогда остается еще только результирующая из э. д. с. вращения  $\dot{\mathcal{E}}_{Bw}$ , вызванная полем, возбужденным током  $I_\mu$  компенсационной обмотки, и э. д. с. покоя  $\dot{\mathcal{E}}_R$ . Для того чтобы последняя компенсировалась при номинальном режиме,  $I_\mu$  должен находиться в фазе с  $\dot{\mathcal{E}}_R$ , т. е. отставать по фазе от  $I$  на четверть периода. Величина  $I_\mu$  получается из условия, чтобы значения  $\dot{\mathcal{E}}_R$  и  $\dot{\mathcal{E}}_{Bw}$  были равны друг другу. Тогда мы получим по ур. (58) составляющие  $\dot{U}_w$  в фазе с  $-I$  и  $\dot{U}_b$ , упреждающую на четверть периода ток  $-I$ . Если мы подставим в ур. (56) ток  $I_\mu$  и разложим  $\dot{U}_K$  на соответствующие составляющие  $\dot{U}_{Kw}$  и  $\dot{U}_{Kb}$ , то, так как  $\dot{U}_K$  находится в фазе с  $\dot{U}$ , должно быть

$$U_{Kw}/U_{Kb} = U_w/U_b, \quad (59)$$

причем может быть рассчитано  $X_D$ .

Для нашего тягового двигателя число витков компенсационной обмотки  $K$  для одной магнитной цепи равно 6. Полный ток для создания э. д. с. вращения, которая компенсирует э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_{RN} = 2,92$  в, равен  $\Theta_w = 696$  а. При этом мы получаем  $I_\mu = -j 116$  а, если  $I_\mu$  отнесен к фазе  $I$ . Далее, согласно разд. К6 и 7,  $R_K = 0,0016 + 0,0009 = 0,0025$  (К6с);  $X_{K\sigma} = X_{K1\sigma} + X_{K2\sigma} = 0,0044 + 0,00103 \approx 0,0054$  (К7бβ);  $X_{Kw0} = 6X_{w0h} \approx 0,0076$  (К7а α);  $X_1 \approx 0,0054 + 0,0003 + 0,0076 = 0,0133$  (К7аα);  $X_2 \approx 0,0054 + 0,0844 = 0,0898$  (К7ба);  $R + V/I \approx 0,015$  (К6с);  $X_3 \approx 0,0053 + 0,00419 + 0,0001 + 0,0054 + 0,0013 + 0,0006 = 0,0169$  (К7д, с, а α);  $X_4 \approx 0,0054 + 0,0003 + 0,0076 = 0,0133$  ом. При номинальной нагрузке  $E = 308$ ;  $E_{Eh} = 58,4$  в;  $I = 1312$  а. По ур. (58)  $U_w = 329$  в,  $U_b = 80,2$  в и по ур. (56), если положим  $R_D \approx 0$ ,  $U_{Kw} = (13,7 + 116X_D)$  в,  $U_{Kb} = 17,2$  и по ур. (59)  $U_{Kw} = 70,4$  в. При этом мы получим  $X_D = 0,49$  ом и  $U_k = 72,5$  в.

На фиг. 38, б представлена в масштабе диаграмма напряжений для компенсационного контура при номинальной нагрузке [см. ур. (56)]. Мощность дросселя составляет  $X_D I_\mu^2 = 6,6$  ква, т. е. 1,6% номинальной мощности двигателя.

При других значениях нагрузки  $I_\mu$  меняется по величине и по фазе. Но на составляющие  $U_w$  и  $U_b$  напряжения на зажимах это не оказывает заметного влияния. Мы можем поэтому рассчитывать  $U_w$  и  $U_b$  при токе  $I_\mu$  так же, как и при номинальной нагрузке. При этих значениях  $U_w$  и  $U_b$  мы получаем составляющие  $U_{Kw}$  и  $U_{Kb}$ , так как  $U_K$  не зависит от  $U$  (падением напряжения в трансформаторе пренебрегается). Из ур. (56) получаются тогда составляющие  $I_{\mu w}$  и  $I_{\mu b}$ , отнесенные к  $I$ . Э. д. с. вращения  $\dot{\mathcal{E}}'_{Bw}$  от поля, возбужденного  $I_{\mu b}$ , находится в противофазе с  $\dot{\mathcal{E}}_R$ ; следовательно, остаточная э. д. с. будет  $\dot{\mathcal{E}}_R - \dot{\mathcal{E}}'_{Bw}$ ; поле же, возбужденное  $I_{\mu w}$ , индуцирует э. д. с. вращения  $\dot{\mathcal{E}}''_{Bw}$ . При этом получим э. д. с. искрения

$$\mathcal{E}_F = \sqrt{(\mathcal{E}_R - \mathcal{E}'_{Bw})^2 + \mathcal{E}''_{Bw}^2}. \quad (60)$$

Кривые постоянной э. д. с. искрения в плоскости  $M$ ,  $n$  в этом случае так мало отличаются от кривых на фиг. 43, б для схемы по фиг. 37, а, что фиг. 43, б очень близко соответствует и рассмотренной здесь схеме.

**е. Сопротивление, параллельное обмотке последовательных добавочных полюсов.** В разделе А8д мы уже говорили об основных свойствах этой схемы, представленной на фиг. 39. Здесь нам следует теперь рассмотреть количественно условия уничтожения искрения в последовательном двигателе. При этом мы можем различать два случая. В первом случае сопротивление включается параллельно

только к некомпенсирующей части  $W$  обмотки добавочных полюсов, которая намотана на коммутирующий зубец (фиг. 39,  $\alpha$ ); обмотки  $K_1$  и  $K_2$ , обтекаемые током якоря, полностью компенсируют поле якоря. Во втором случае (фиг. 39,  $\beta$ ) сопротивление приключается параллельно ко всей обмотке добавочных полюсов ( $W + K_2$ ).

$\alpha$ . Сопротивление, параллельное некомпенсирующей части обмотки добавочных полюсов. В этом случае (фиг. 39,  $\alpha$ ) напряжение на обмотке  $W$  состоит из активного напряжения  $R_W I_W$ , реактивного напряжения, вызванного током в обмотке добавочных полюсов,  $j(X_{Wn} + X_{Wg})I_W = jX_W I_W$  и напряжения  $jX_g I$ , вызванного потоком рассеяния части компенсационной обмотки  $K_2$ , которая лежит в тех же пазах, что и обмотка  $W$ . Так как обмотка  $W$  не может быть заранее совершенно точно рассчитана, она выбирается с некоторым запасом; тогда шунтирующее сопротивление, кроме активного сопротивления  $R$ , должно также еще содержать некоторое реактивное сопротивление  $X$ . Эти сопротивления определяются из уравнения напряжений

$$(R + jX) I_n = (R_W + jX_W) I_W + jX_g I. \quad (61)$$

Ток  $I_W$  в обмотке добавочных полюсов должен быть установлен таким, чтобы при номинальном режиме э. д. с.  $\dot{\mathcal{E}} = \dot{\mathcal{E}}_W + \dot{\mathcal{E}}_R$  полностью компенсировалась э. д. с. вращения, индуцированной коммутирующим полем.

Если мы запишем для тока в обмотке

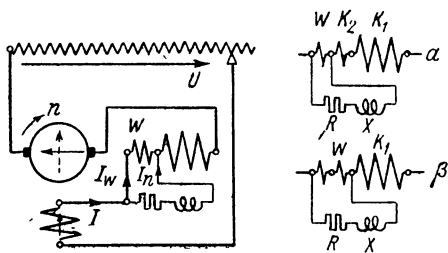
$$I_W = aI - jbI, \quad (61a)$$

то вещественные числовые значения  $a$  и  $b$  известны. Для тока  $I_n$  в шунтирующем сопротивлении по фиг. 39 и ур. (61a) мы получаем:

$$I_n = I - I_W = (1-a)I + jbI. \quad (61b)$$

Если мы подставим  $I_W$  и  $I_n$  по ур. (61a и b) в ур. (61), то можем исключить ток и получить комплексное уравнение для сопротивлений. Путем разделения вещественных и мнимых членов получаются два уравнения, которые мы решим относительно  $X$ :

$$\left. \begin{aligned} X &= \frac{(1-a)R - (aR_W + bX_W)}{b}; \\ X &= \frac{aX_W + X_g - b(R + R_W)}{1-a}. \end{aligned} \right\} \quad (62a \text{ и } b)$$



Фиг. 39. Сопротивление, параллельное обмотке добавочных полюсов  $W$ ;  $\alpha$  — к некомпенсирующей части;  $\beta$  — ко всей обмотке добавочных полюсов.

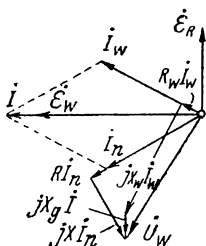


Отсюда мы определим активное сопротивление ветви, включенной параллельно обмотке:

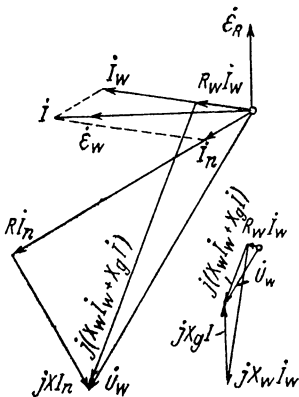
$$R = \frac{(1-a)(aR_W + bX_W) + b(X_g + aX_W - bR_W)}{(1-a)^2 + b^2}, \quad (62)$$

которое необходимо при номинальном режиме для компенсации э. д. с.  $\dot{\mathcal{E}} = \dot{\mathcal{E}}_W + \dot{\mathcal{E}}_R$ .

Для нашего тягового двигателя при номинальном режиме составляющая полного тока (на магнитную цепь) для компенсации э. д. с. коммутации  $\dot{\mathcal{E}}_W$   $\Theta_{W0} = 1312$  а, а составляющая для компенсации э. д. с. покоя  $\dot{\mathcal{E}}_R$   $\Theta_W = 696$  а. Обмотка  $W$  имеет два витка на магнитную цепь; следовательно,  $aI = \Theta_W/2 = 656$  и  $bI = \Theta_W/2 = 348$  а. Если мы предположим ток  $I$  направлен-



Фиг. 40а. Диаграмма токов и напряжений для схемы фиг. 39а.



Фиг. 40б. Диаграмма токов и напряжений для схемы фиг. 39б.

ным по вещественной оси, то по ур. (61а и б) при номинальном режиме

$$i_W = (656 - j348) \text{ а и } i_n = (656 + j348) \text{ а.}$$

При сопротивлении  $R_W = 0,00090$ ,  $X_W = X_{Wh} + X_{W\sigma} = 0,00508 + 0,00050 = 0,00558$  и  $X_g = 0,000588$  ом (разд. К6с и 7аф) мы получим по ур. (62)  $R = 0,00565$  и по ур. (62а)  $X = 0,00327$  ом. На фиг. 40 а представлены диаграммы токов и напряжений для этого случая. Потери в сопротивлении  $R$  составляют  $R I_n^2 = 3,12$  ватт, т. е. 0,77 % от номинальной мощности (405 ватт).

При режимах нагрузки, отличающихся от номинальной, токи  $i_W$  и  $i_n$  меняются пропорционально току якоря  $I$ , если все сопротивления шунтирующего контура не зависят от токов в них, и их относительная фаза сохраняется. Таким образом, с учетом сокращений по ур. (51б) и (53с), э. д. с. искрения будет:

$$\mathcal{E}_F = \mathcal{E}_R - \mathcal{E}_{Bw} = \mathcal{E}_R - \nu \mathcal{E}_{RN}. \quad (63)$$

Отсюда, для принятого вращающего момента  $M$  ( $\mathcal{E}_R$  и  $\nu$  заданы), мы можем рассчитать соответствующую скорость ( $\nu$ ) при постоянной э. д. с. искрения  $\mathcal{E}_F$  и нанести на плоскости  $M, \nu$  кривые постоянной

э. д. с. искрения. Фиг. 43, *e* показывает эти кривые для нашего тягового двигателя. Кривая  $\alpha$  на фиг. 41 представляет зависимость потерь, выделяемых в сопротивлении  $R$  от вращающего момента.

**б.** Сопротивление, параллельное всей обмотке добавочных полюсов. Если мы обозначим теперь через  $W$  всю обмотку добавочных полюсов, т. е. включая часть  $K_2$  компенсационной обмотки, которая лежит в пазах добавочных полюсов (фиг. 39 б), то для этого случая ур. (61) и (62) остаются также справедливыми. Но сопротивления здесь имеют другие значения:  $R_w$  есть активное сопротивление,  $X_w$  (собственное) реактивное сопротивление всей обмотки добавочных полюсов, тогда как  $X_g$  обозначает реактивное сопротивление взаимной индукции между всей обмоткой добавочных полюсов и компенсационной ( $K_1$ ) и якорной ( $A$ ) обмотками.

Составляющая  $i_w$ , совпадающая по фазе с током якоря  $i$ , должна совместно с обмоткой  $K_1$ , обтекаемой током якоря, полностью компенсировать реакцию якоря и создавать составляющую коммутирующего поля для компенсации э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_w$ . Если мы обозначим необходимый для этого результирующий полный ток через  $\Theta_{w0} = W_0 i$  и через  $K_1, A$  и  $W$  — числа витков обмоток  $K_1, A$  и  $W$ , то уравнение полного тока будет:

$$\Theta_{w0} = W_0 I = (K_1 - A + aW)I, \quad (64)$$

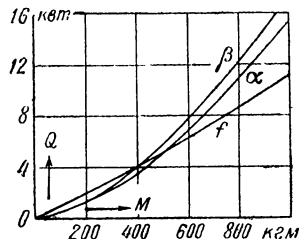
из которого можно определить значение

$$a = (W_0 + A - K_1)/W. \quad (64a)$$

Необходимую составляющую полного тока  $\Theta_w$  для компенсации э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  при заданной нагрузке определяет величина

$$b = \frac{\Theta_w}{WI} = \frac{W_0 \mathcal{E}_R}{W \mathcal{E}_w}. \quad (64b)$$

Для нашего тягового двигателя необходимо обратить внимание на то, что в этом разделе  $\beta$  мы обозначили через  $W$  число витков (на пару полюсов) в с. е. обмотки добавочных полюсов. Поэтому для обмотки  $W$  следует подставлять значения сопротивлений обмотки  $P = W + K_2$  в разд. К6с и 7ау. Определяющими числами витков здесь являются  $A = 6, K_1 = 4, W (=P) = 4, W_0 = 1$ . При этих числах витков будет  $a = 0,75, b = 0,1326$ . Далее  $R_w (=R_p) = 0,0018, X_w (=X_p) = 0,0230; X_g = X_{wK_1} - X_{wA} = X_{wh}(K_1 - A)/W (=X_{ph}(K_1 - A)/W) = -0,5 \times 0,0203 \approx -0,0101$  ом. При этом мы получим  $R = 0,0254; X = 0,01396$  ом;  $I_w = (985 - j 174), I_n = (328 + j 174)a$ . На фиг. 40б для этого случая построены диаграммы токов и напряжений в том же масштабе, как и на фиг. 40а; рядом указано взаимное расположение  $jX_w I_w$  и  $jX_g I$  к  $j(X_w I_w + X_g I)$  в масштабе 0,2 от предыдущего. Потери в сопротивлении  $R$  здесь несколько больше, чем в случае  $\alpha$ , а именно 3,49 квт при номинальном режиме,

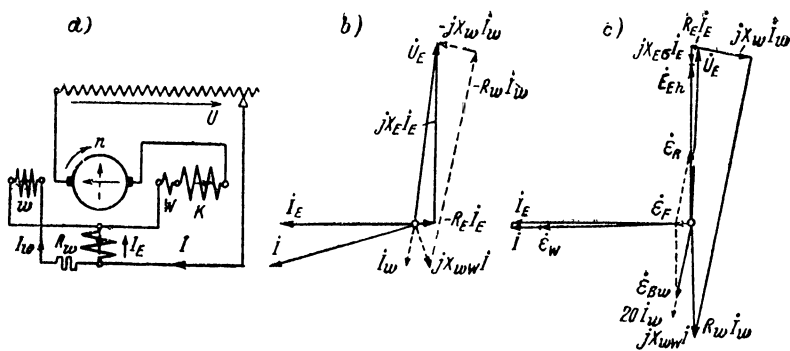


Фиг. 41. Потери от тока;  $\alpha$  и  $\beta$  в  $R$  на фиг. 39а и б;  $f$  — в  $R_w$  на фиг. 42, а.

т. е. 0,86% от номинальной мощности двигателя. Схема по фиг. 39б имеет, однако, то преимущество, что обмотка добавочных полюсов может не быть секционирована, как на фиг. 39а.

При режимах нагрузки иных, нежели номинальная, схема по фиг. 39б ведет себя таким же образом, как и схема по фиг. 39а; следовательно, здесь оказываются действительными те же кривые постоянной э. д. с. искрения  $\mathcal{E}_F$  на фиг. 43, е. Кривая  $\beta$  на фиг. 41 представляет собою зависимость потерь в сопротивлении  $R$  от вращающего момента.

**г. Обмотка добавочных полюсов большого активного сопротивления, параллельная обмотке возбуждения.** В разд. А8е мы уже указывали на преимущества этой схемы [Л. 40] для частичной компенсации высших гармонических низшего порядка в э. д. с.  $\mathcal{E}_R$ . Здесь нам желательно теперь, как и в предыдущих



Фиг. 42. а) Обмотка добавочных полюсов, параллельная обмотке возбуждения; б) основная диаграмма напряжений; в) для практического примера.

разделах, исследовать количественно свойства схемы в пренебрежении высшими гармоническими.

На фиг. 42, а представлена полная схема. Ток  $I_w$  в обмотке шунтовых добавочных полюсов находится, по существу, в противофазе с э. д. с.  $\dot{E}_E = -jX_E I_E$  (см. фиг. 42, б), индуцируемой в обмотке возбуждения. Э. д. с. вращения для компенсации  $\mathcal{E}_R$  должна быть в фазе с  $I_w$ , что получается путем присоединения обмотки шунтовых добавочных полюсов по фиг. 42, а.

Для обеих включенных параллельно ветвей обмоток с напряжением  $\dot{U}_E$  мы можем записать, согласно обозначениям и стрелкам на фиг. 42, а, следующие уравнения напряжений:

$$\dot{U}_E = -(R_E + jX_E) I_E = -[(R_w + jX_w) I_w - jX_{ww} I] \quad (65)$$

(см. фиг. 42). Здесь  $X_E = X_{Eh} + X_{Es}$  обозначает полное реактивное сопротивление обмотки возбуждения с  $X_{Eh} = E_{Eh}/I_E$ ;  $X_w$  — реактивное сопротивление шунтовой обмотки  $w$  и  $X_{ww}$  — реактивное сопротивление, соответствующее взаимной индукции между последовательной обмоткой  $W$  и шунтовой обмоткой  $w$ , которые обе намотаны на один коммутирующий зубец. Мы считаем  $X_{ww}$  положительным, поэтому перед  $jX_{ww} I$  в ур. (65) нужно ставить отрицательный знак, так как положительные оси обеих обмоток противоположны друг другу.

Если мы подставим в ур. (65) ток якоря  $I = I_E + I_w$  и решим его относительно  $I_w$ , то получим:

$$I_w = (a + jb) I_E \quad (66)$$

где

$$a = \frac{R_E R_w + X_1 X_2}{R_w^2 + X_2^2}; \quad b = \frac{R_w X_1 - R_E X_2}{R_w^2 + X_2^2} \quad (66a \text{ и } b)$$

и

$$X_1 = X_E + X_{ww} = X_{Eh} + X_{E\sigma} + X_{ww}; \quad X_2 = X_w - X_{ww}. \quad (66c \text{ и } d)$$

Из ур. (66b) мы получим активное сопротивление в шунтовой ветви:

$$R_w = \frac{X_1}{2b} + \sqrt{\left(\frac{X_1}{2b}\right)^2 - \frac{R_E X_2}{b} - X_2^2}. \quad (67)$$

Если при номинальном режиме э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  должна компенсироваться посредством э. д. с. вращения полностью, то в этом уравнении известно  $b$ ; нужное сопротивление  $R_w$  может быть тогда рассчитано по ур. (67) при  $X_{Eh}$  для номинального режима.

Чем меньше выбрано число витков  $w$  шунтовой обмотки, тем меньше ее индуктивность, тем лучше, следовательно, компенсируются высшие гармонические э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$ , но тем больше становятся также потери в активном сопротивлении  $R_w$  шунтовой ветви.

а. Нормальная обмотка  $W$  добавочных полюсов. В числовом примере для нашего тягового двигателя предположим число витков шунтовой обмотки  $w = 100$ . Составляющая полного тока, которая необходима для компенсации э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  при номинальном режиме,  $\Theta_{wN} = 696$  а; число витков обмотки шунтовых добавочных полюсов на магнитную цепь  $100/5 = 20$ . Составляющая тока  $I_w$  для компенсации  $\mathcal{E}_R$  равна, следовательно,  $696/20 = 34,8$  а, так что при номинальном токе  $I_{EN} = 1312$  а по ур. (66) получается  $b_N = 34,8/1312 = 0,0265$ .

Согласно разд. К7а<sup>д</sup> здесь получаются следующие реактивные сопротивления:  $X_w = 0,549$ ;  $X_{ww} = X_w w_0 + K_2 = 0,0323$  ом.

При номинальном режиме  $X_E = 58,4/1312 + 0,00419 = 0,0487$  ом. Отсюда  $X_1 = 0,081$ ;  $X_2 = 0,517$  ом. При этих значениях и при  $R_E = 0,0018$  ом мы получаем по ур. (67)  $R_w = 2,96$  ом и по ур. (66a)  $a_N = 0,00525$ . Тогда, если мы направим  $I_E$  по вещественной оси, то по ур. (66) будет  $I_{wN} = (6,84 + j34,8)$  а и  $I_{AN} = I_{EN} + I_{wN} = (1319 + j34,8)$  а. Вследствие несколько большей составляющей тока якоря в фазе с  $I_{EN}$  вращающий момент будет всего на несколько тысячных больше, нежели номинальный вращающий момент при отсутствии обмотки шунтовых добавочных полюсов. Потери в сопротивлении шунтовой ветви составляют при номинальном режиме  $R_w I_w^2 = 3,73$  квт, т. е. 0,92% номинальной мощности.

На фиг. 42, с представлена диаграмма токов и напряжений для номинального режима. Остается некомпенсированной остаточная э. д. с. в фазе с  $I_E$ , которая равна  $\mathcal{E}_F = \mathcal{E}_{RN} a/b = 2,92 \cdot 6,84/34,8 = 0,574$  в.

При других нагрузках меняются значения  $a$  и  $b$ , поскольку меняется часть  $X_1$ , зависящая от потока индукции, а именно  $X_{Eh} = E_{Eh}/I_E$ . Эту часть для каждого тока возбуждения можно рассчитать по характеристике переменного тока. При этом практически достаточно точно получается также и вращающий момент

при  $i = I_E$ , так как составляющая  $I_w$ , совпадающая по фазе с  $I_E$ , крайне мала по сравнению с  $I$ . Э. д. с. искрения

$$\mathcal{E}_F = \sqrt{\left( \mathcal{E}_R - \nu \frac{bI_E}{b_N I_{EN}} \mathcal{E}_{RN} \right)^2 + \left( \nu \frac{aI_E}{b_N I_{EN}} \mathcal{E}_{RN} \right)^2}, \quad (68)$$

так как э. д. с. коммутации компенсируется для всех значений нагрузок благодаря обмотке  $W$  последовательных добавочных полюсов. На фиг. 43,  $f$  представлены на плоскости  $M, n$  кривые постоянной э. д. с. искрения для нашего тягового двигателя. Кривая  $f$  на фиг. 41 дает зависимость потерь в сопротивлении шунтовой ветви от вращающего момента.

**β. Усиленная обмотка  $W$  добавочных полюсов.** Несколько более благоприятные условия уничтожения искрения мы получим, если обмотку последовательных добавочных полюсов усилим таким образом, чтобы при номинальном режиме э. д. с. искрения была равна нулю. Обмотка  $W_0$  должна быть тогда усилена в нашем случае примерно в отношении  $(5,5 + 0,58) : 5,5 \approx 1,1$ . Тогда  $X_w, W_0 + K = 0,0254 \cdot 1,1 + 0,0069 \cdot 15,5/15 = 0,0351$  ом. При этом по ур. (67) получается  $R_w = 3,09$  ом, а по ур. (66а) и (66)  $a_N = 0,00502$ ,  $b_N = 0,0265$  и  $I_{wN} = (6,6 + j34,8)$  а. Потери в сопротивлении  $R_w$  при номинальном режиме составляют  $3,86$  квт, т. е. всего на 3,5% больше, чем в первом случае. Кривая  $f$  на фиг. 41 приближенно справедлива и для усиленной обмотки  $W$ .

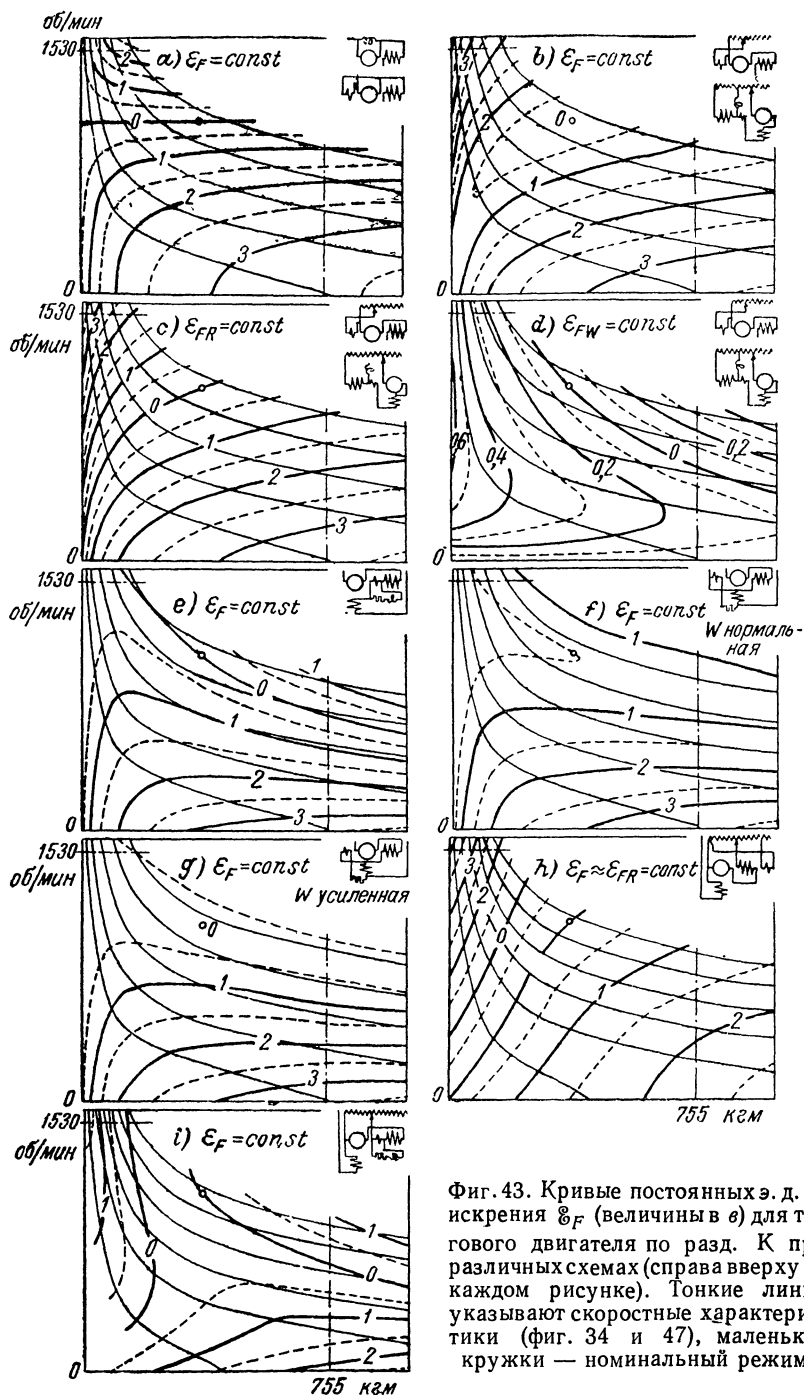
Для э. д. с. искрения при любой нагрузке мы получим в этом случае:

$$\mathcal{E}_F \approx \sqrt{\left( \mathcal{E}_R - \nu \frac{bI_E}{b_N I_{EN}} \mathcal{E}_{RN} \right)^2 + \left[ \nu (a - a_N) \frac{I_E}{b_N I_{EN}} \mathcal{E}_{RN} \right]^2}. \quad (69)$$

На фиг. 43,  $g$  представлены кривые постоянной э. д. с. искрения в плоскости  $M, n$  для нашего тягового двигателя.

**г. Выводы.** В разд. а до  $f$  мы определили кривые постоянных э. д. с. искрения в плоскости  $M, n$  для различных схем тягового двигателя, которые сопоставлены на фиг. 43, а до  $i$ , включая и схемы, рассмотренные в разд. 5б. Схемы указаны наверху справа на рисунках. Схемы с дросселем, параллельным обмотке якоря (фиг. 35, а) и с обмоткой шунтовых добавочных полюсов, включенной на зажимах якоря (фиг. 36, а), в отношении э. д. с. искрения практически равноценны (см. фиг. 43, а). То же самое (см. фиг. 43, б) имеет место для схемы, у которой шунтовая обмотка добавочных полюсов включена на постоянное напряжение регулировочного трансформатора (фиг. 37, а) и для схемы, при которой компенсационная обмотка служит в качестве обмотки шунтовых добавочных полюсов (фиг. 38 а); фиг. 43, с и  $d$  для обеих этих схем дают составляющие  $\mathcal{E}_{FR}$  и  $\mathcal{E}_{FW}$  результирующей э. д. с. искрения  $\mathcal{E}_F$ , которые соответствуют остаточным э. д. с. от  $\mathcal{E}_R$  и  $\mathcal{E}_W$ .

Схемы с добавочным сопротивлением, параллельным только обмотке добавочных полюсов  $W$  или обмотке добавочных полюсов с частью  $K_2$  компенсационной обмотки  $K$ , лежащей в тех же пазах, что и обмотка  $W$  (фиг. 39), в смысле уничтожения искрения равноценны; кривые постоянной э. д. с. искрения для них изображены на фиг. 43, е. В схеме с обмоткой шунтовых добавочных полюсов большого активного сопротивления, параллельной обмотке возбу-



Фиг. 43. Кривые постоянных э. д. с. искрения  $\mathcal{E}_F$  (величины в  $\sigma$ ) для тягового двигателя по разд. К при различных схемах (справа вверху на каждом рисунке). Тонкие линии указывают скоростные характеристики (фиг. 34 и 47), маленькие кружки — номинальный режим.

ждения, (фиг. 42, *a*) мы различали два случая. В первом случае (фиг. 43, *f*) обмотка последовательных добавочных полюсов  $W$  выбирается, как у двигателей без сдвига фазы коммутирующего поля; во втором случае (фиг. 43, *g*) обмотка  $W$  усиливается таким образом, чтобы при номинальном режиме э. д. с. искрения равнялась нулю. Уничтожение искрения по фиг. 43, *h* и *i* соответствует, наконец, случаю, рассматриваемому в разд. 5b, когда обмотка возбуждения включается в первичную цепь регулировочного трансформатора.

Сравним сначала друг с другом фиг. 43, *a* и *b*. При малых вращающих моментах фиг. 43, *b* показывает совсем другой ход кривых, нежели фиг. 43, *a*, а именно:  $\mathcal{E}_F$  в последнем случае, особенно для высоких скоростей вращения, меньше чем в первом; схемы фиг. 43, *a* здесь, следовательно, лучше. При больших вращающих моментах ход кривых  $\mathcal{E}_F = \text{const}$  в обоих случаях одинаков, но здесь  $\mathcal{E}_F$  на фиг. 43, *b* меньше, чем на *a*. Это связано с тем, что поле шунтовых добавочных полюсов при схемах фиг. 43, *a* зависит от напряжения якоря, тогда как по *b* в основном остается постоянным. Поэтому при больших скоростях вращения на фиг. 43, *b* э. д. с. вращения велика, в то время как э. д. с. покоя почти исчезает; при больших вращающих моментах и малых скоростях вращения э. д. с. вращения по фиг. 43, *a* весьма мала.

Схемы для уменьшения искрения по фиг. 43, *b* в целом благоприятнее, чем схемы по *a*, однако при схемах фиг. 43, *a* можно практически полностью компенсировать э. д. с. искрения для всех значений нагрузок вниз до примерно  $\frac{1}{3}$  номинальной скорости вращения, если напряжение на шунтовой обмотке добавочных полюсов устанавливается регулировочным трансформатором в зависимости от скорости вращения [Л. 49].

Если предусматривается регулирование поля добавочных полюсов, то ход кривых э. д. с. искрения при схемах с активным сопротивлением, параллельным обмотке добавочных полюсов (фиг. 43, *e*), значительно благоприятнее. Это становится особенно заметным при больших скоростях вращения и при больших вращающих моментах. Эти лучшие свойства схемы связаны с тем, что составляющая индукции для компенсации э. д. с. покоя возрастает с током якоря.

В активном сопротивлении шунтирующей ветви при этой схеме возникают, однако, еще потери в меди, которые при номинальном режиме и  $16\frac{2}{3}\%$  составляют всего около 0,8% от номинальной мощности двигателя, но при больших вращающих моментах сильно возрастают (фиг. 41).

При схемах с шунтовой обмоткой большого активного сопротивления, параллельной обмотке возбуждения, несколько лучше схема с усиленной обмоткой последовательных добавочных полюсов  $W$  (фиг. 43, *g*), чем с „нормальной“ обмоткой  $W$  (фиг. 43, *f*). Если мы сравним уменьшение искрения по фиг. 43, *g* с таковым для схемы, в которой активное сопротивление включается параллельно с обмоткой

последовательных добавочных полюсов (фиг. 43, *e*), то увидим, что обе схемы достаточно равноценны. При малых вращающих моментах (особенно при малых скоростях вращения) схема по фиг. 43, *g* лучше, чем *e*, при больших вращающих моментах и не слишком больших скоростях вращения получается наоборот.

Потери в активном сопротивлении шунтовой обмотки при принятом нами числе ее витков при номинальном режиме несколько больше, чем при схеме фиг. 43, *e*, но возрастают они с увеличением вращающего момента не так сильно, как при схеме по фиг. 43, *e* (см. фиг. 41):

Для тяговых двигателей в настоящее время чаще всего применяется простая схема с сопротивлением, параллельным обмотке добавочных полюсов. Она дает хорошие условия уничтожения искрения и в этом отношении превосходит схемы, в которых обмотка шунтовых добавочных полюсов включается на зажимы якоря или на постоянное напряжение регулировочного трансформатора. Правда, при ней приходится считаться с потерями в меди в шунтирующем сопротивлении, которые, однако, при  $16^{2/3}$  *гц* остаются в допустимых пределах.

Схема с шунтовой обмоткой добавочных полюсов, включенной на зажимы обмотки возбуждения (фиг. 43, *g*), по условиям уничтожения искрения уступает лишь схеме с сопротивлением, параллельным обмотке добавочных полюсов, но имеет то преимущество, что несколько лучше компенсируются высшие гармонические низшего порядка э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$ .

Только если применяется регулирование коммутлирующего поля в зависимости от скорости вращения, особенно благоприятным оказывается уничтожение искрения по схеме с обмоткой шунтовых добавочных полюсов на зажимах якоря (фиг. 43, *a*).

Эти выводы справедливы только для последовательных двигателей; то, что для двигателей независимого возбуждения схема с сопротивлением, параллельным обмотке добавочных полюсов оказывается значительно менее благоприятной, чем схемы с шунтовой обмоткой добавочных полюсов, мы показали в разд. А8.

Для сравнения на фиг. 43, *h* и *i* представлены кривые постоянной э. д. с. искрения еще также для схем, рассмотренных в разд. 5б, у которых обмотка возбуждения включается в первичную цепь регулировочного трансформатора. Фиг. 43, *h* соответствует схеме фиг. 48, *a*, при которой обмотка шунтовых добавочных полюсов присоединяется к постоянным точкам отводов от вторичной обмотки регулировочного трансформатора, а фиг. 43, *i* соответствует схеме фиг. 48, *b* с шунтирующим сопротивлением к обмотке добавочных полюсов.

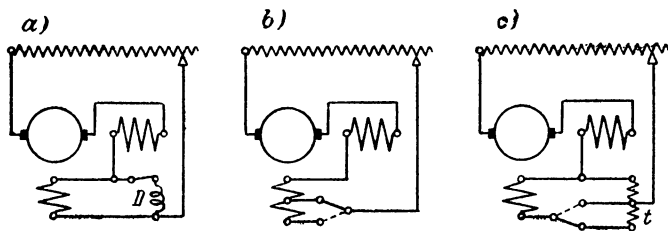
Если сравнить, с одной стороны, *h* с *b* фиг. 43, а с другой стороны, *i* с *e* фиг. 43, то становятся очевидными лучшие условия уничтожения искрения, когда обмотка возбуждения включена в первичную цепь регулировочного трансформатора.



## 5. Уменьшение вредного влияния э. д. с. покоя $\mathcal{E}_R$

**а. Ослабление потока возбуждения при пуске.** Вредное влияние э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  проявляется, как мы показали в разд. А7, главным образом при неподвижной машине и при очень малых скоростях вращения. Последовательный двигатель при этом, как правило, должен развивать наибольший вращающий момент. При высоких скоростях вращения падает вращающий момент и вместе с ним э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$ , которая сверх того может еще более или менее компенсироваться посредством э. д. с. вращения.

В связи с этим возникает потребность ослабить поток возбуждения при пуске. Это может осуществляться посредством параллельного включения дросселя  $D$  к обмотке возбуждения (фиг. 44, *а*), отключения нескольких витков обмотки возбуждения (фиг. 44, *б*)



Фиг. 44. Схемы для ослабления потока возбуждения при пуске.

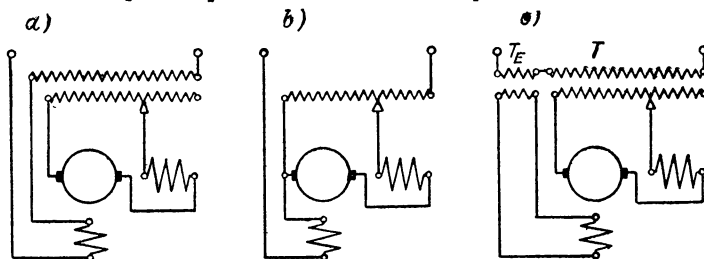
или изменением коэффициента трансформации последовательного трансформатора, который, например, включается как автотрансформатор  $t$  по фиг. 44, *с*. Недостатками этих устройств, с которыми неохотно мирятся, являются дополнительные выключатели и аппараты.\* Схема с последовательным трансформатором применялась у компенсированного репульсионного двигателя Винтера и Эйхберга (разд. D6) [Л. 93]; у новых локомотивов переменного тока (для 25 гц) в США применяется ослабление поля по фиг. 44, *а*.

С помощью простой схемы, по предложению автора [Л. 53], можно достичь того, что поток возбуждения будет автоматически увеличиваться с ростом скорости вращения, так что э. д. с. покоя будет тем больше, чем легче она может быть компенсирована посредством э. д. с. вращения. Это достигается тем, что обмотка возбуждения включается последовательно с первичной обмоткой регулировочного трансформатора, как это показано на фиг. 45, *а*. При неизменном токе в якоре, первичный ток трансформатора пропорционален вторичному числу витков регулировочного трансформатора, которое должно увеличиваться с ростом скорости вращения.

Схема по фиг. 45, *а* не очень пригодна для высокого напряжения в контактном проводе, как это встречается у железнодорожных локо-

\* Шунтирование поля при пуске в двигателях на 25 гц позволило увеличить вращающий момент и допустить  $\mathcal{E}_R$  в рабочем режиме примерно равную  $\mathcal{E}_R$  при пуске [РЛ. 8]. (Прим. ред.).

мотивов, так как тогда обмотка возбуждения также должна быть рассчитана на сравнительно высокое напряжение даже в том случае, если один из зажимов обмотки возбуждения заземлен. Для низких напряжений регулировочный трансформатор может быть выполнен, как на фиг. 45, *б*, в виде автотрансформатора. По этой схеме строились двигатели для рудничных дорог с напряжением в контактном проводе 250 в [Л. 54]. Для того чтобы при высоком напряжении

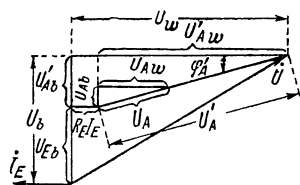


Фиг. 45. Схемы с обмоткой возбуждения, обтекаемой первичным током регулировочного трансформатора.

в контактном проводе обмотка возбуждения могла быть выполнена на низкое напряжение, следует применить отдельный трансформатор возбуждения  $T_E$  по фиг. 45, *с*.

По фиг. 45, *с* включаются товарные электровозы EG506 с напряжением в контактном проводе 15 000 в [Л. 55а и б и 56<sup>1</sup>].

**б. Характеристики и уничтожение искрения при схемах по фиг. 45, *а* до *с*.** При определении характеристик двигателя в схемах по фиг. 45, *а* до *с* мы будем исходить из основной диаграммы напряжений на фиг. 46, причем для упрощения пренебрежем током намагничивания и падением напряжения в регулировочном трансформаторе. Пусть  $U_{Eb} = E_{Eh} + X_{Eg} I_E$  — реактивная составляющая напряжения на обмотке возбуждения;  $U_{Ab} = X_A I_A$  — реактивная составляющая напряжения цепи якоря  $U_A$ ;  $R_E I_E$  — активная составляющая напряжения возбуждения и  $U_{Aw} = R_A I_A + E$  — активная составляющая напряжения цепи якоря. Если мы обозначим через  $\ddot{u} = \omega_1/\omega_2$  отношение между первичным и вторичным числами витков регулировочного трансформатора, то напряжения якорной цепи, приведенные к первичной цепи, будут  $U'_A = \ddot{u} U_A$ ;  $U'_{Aw} = \ddot{u} U_{Aw} = R'_A I_E + E'$  и  $U'_{Ab} = \ddot{u} U_{Ab} = X'_A I_E$ , где  $R'_A = \ddot{u}^2 R_A$ ,  $X'_A = \ddot{u}^2 X_A$  и  $E' = \ddot{u} E$ ;  $U_w = R_E I_E + U_{Aw}$  и  $U_b = U_{Eb} + U'_{Ab}$  суть активная и реактивная составляющие первичного напряжения  $\dot{U}$ .

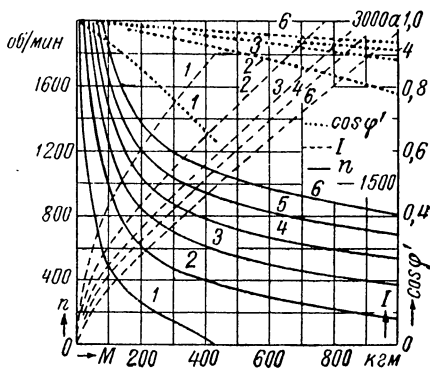


Фиг. 46. Основная диаграмма напряжений.

<sup>1</sup> Схема обмотки возбуждения в этой книге, по желанию MSW, не приводится.

При расчете характеристик для определенного положения контакта регулировочного трансформатора (постоянного  $\ddot{u}$ ) мы задаемся различными следующими друг за другом значениями токов  $I_E$ . Характеристику переменного тока (фиг. 11) мы принимаем соответствующей потоку  $\Phi_{\text{eff}}$ . При пренебрежении током намагничивания регулировочного трансформатора ток якоря  $I_A = \ddot{u} I_E$ . При этом мы можем рассчитывать вращающий момент по ур. (17с). При постоянном напряжении  $U$ ,  $U_w = \sqrt{U^2 - U_E^2}$ ; следовательно,  $E = U_w - (R_E + R_A) I_E$  и  $E = E' / \ddot{u}$ . По этой э. д. с. вращения и потоку  $\Phi_{\text{eff}}$  мы определим скорость вращения согласно ур. (1б); коэффициент мощности будет  $\cos \varphi' = U_w / U$ .

На фиг. 47 представлены характеристики, рассчитанные для нашего тягового двигателя при различных положениях регулирующего контакта, в зависимости от вращающего момента.



Фиг. 47. Характеристики последовательного двигателя, рассчитанного в разд. К, для схемы по фиг. 45, б.

На фиг. 47 представлены характеристики, рассчитанные для нашего тягового двигателя при различных положениях регулирующего контакта, в зависимости от вращающего момента. На одной и той же скорости ток якоря зависит от положения контакта регулировочного трансформатора. На высшей ступени 6 он несколько меньше, чем при схеме с обмоткой возбуждения в цепи якоря, а на других ступенях тем больше, чем ниже регулировочная ступень. Если такое сильное изменение тока якоря с перемещением регулировочного контакта является нежелательным, то часть обмотки возбуждения можно питать током якоря, или принимать коэффициент трансформации равным единице при другом напряжении на зажимах. Коэффициент мощности на ступенях 1 до 5 значительно лучше, нежели при схеме с обмоткой возбуждения в якорной цепи, вследствие ослабления потока возбуждения; на высшей ступени 6 он несколько, хотя и едва заметно, меньше. Для ступени 5 ток и коэффициент мощности не нанесены; они лежат между соответствующими значениями для ступеней 4 и 6.

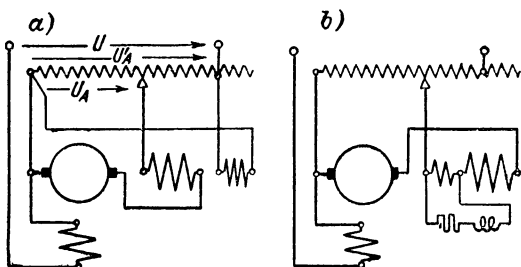
Преимущество этого автоматического регулирования тока возбуждения заключается в уничтожении искрения, поскольку остаточная э. д. с. уменьшается как при параллельном включении активного сопротивления к обмотке добавочных полюсов, так и при создании составляющей поля для компенсации  $\mathcal{B}_R$  посредством обмотки шунтовых добавочных полюсов.

При этом принято, что при номинальном режиме ( $U = 338,5$  в) и автотрансформаторной схеме регулировочного трансформатора  $\ddot{u} = 1$ . Цифры, надписанные над кривыми, соответствуют тем же ступеням регулирования, что и на фиг. 34 с напряжениями от 60 до 360 в; следовательно, для ступеней 1 до 6  $\ddot{u} = 60/338,5 = 0,1775$ ;  $120/338,5 = 0,355$ ;  $0,5325$ ;  $0,71$ ;  $0,8875$ ;  $1,065$ . В основу расчета положено:  $R_E \approx 0,002$ ;  $R_A (= R - R_E) \approx 0,013$ ;  $X_{E\sigma} \approx 0,005$ ;  $X_A (= X \approx X_{E\sigma}) \approx 0,015$  ом (см. разд. К6с и 7с и е).

Характеристики скорости при схеме по фиг. 45, а до с проходят для  $\ddot{u} < 1$  несколько круче, чем при схеме с обмоткой возбуждения в якорной цепи (см. фиг. 34). При

В разд. 4с мы видели, что при схеме с обмоткой возбуждения в якорной цепи и питании обмотки шунтовых добавочных полюсов от постоянного напряжения регулировочного трансформатора составляющая э. д. с. вращения, совпадающая по фазе с э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_w$ , лишь весьма незначительно влияет на результирующую э. д. с. искрения. В схеме по фиг. 48, а этим влиянием можно практически полностью пренебречь, поскольку напряжение (02 на фиг. 32, а), от которого питается здесь обмотка шунтовых добавочных полюсов, также не содержит напряжения на обмотке возбуждения, следовательно, составляющая э. д. с. вращения в фазе с  $\mathcal{E}_w$  много меньше, чем в случае схемы фиг. 37, а.

Мы можем поэтому ограничиться рассмотрением остаточной э. д. с., которая создается только э. д. с. покоя. Если мы опять так выберем обмотку шунтовых добавочных полюсов, чтобы э. д. с. покоя полностью компенсировалась посредством составляющей э. д. с. вращения, находящейся с нею в противофазе, при номинальном режиме, то должно быть (см. фиг. 46 и 37, с)  $\mathcal{E}_{wN} \cos \varphi'_{AN} = \mathcal{E}_{RN}$ . При любой нагрузке тогда э. д. с. вращения, которая противодействует э. д. с. покоя, будет:



Фиг. 48. Схемы для уничтожения искрения.

$$\mathcal{E}_{Bw} \cos \varphi'_A = \mathcal{E}_{BwN} \frac{U'_A \cos \varphi'_A}{U'_{AN}} = \mathcal{E}_{BwN} \frac{U'_{Aw}}{U'_{AN}} \quad (70a)$$

При этом получается э. д. с. искрения

$$\mathcal{E}_I \approx \mathcal{E}_{FR} = |\mathcal{E}_R - \mathcal{E}_{Bw} \cos \varphi'_A| = |\mathcal{E}_R - \mathcal{E}_{BwN} \frac{U'_{Aw}}{U'_{AN}}| \quad (70)$$

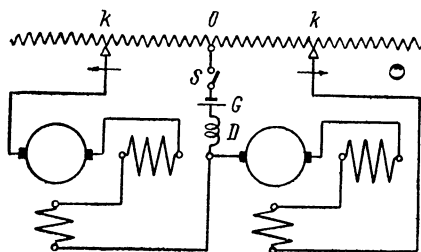
Кривые постоянной э. д. с. искрения, рассчитанные по этому уравнению, для тягового двигателя, рассчитанного в разд. К (при  $U'_{AwN} = U_{AwN} = 345$  в) представлены на фиг. 43, б разд. 4г, где сопоставлялись друг с другом все рассмотренные нами схемы с точки зрения условий уничтожения искрения.

Если для уничтожения искрения параллельно обмотке добавочных полюсов мы включаем сопротивление (фиг. 48, в), то этой схеме соответствуют уравнения в разд. 4е, если мы примем во внимание соответствующие значения для  $I$  и  $I_E$  и характеристики на фиг. 47. Кривые постоянной э. д. с. искрения, рассчитанные по ур. (63), изображены на фиг. 43, в.

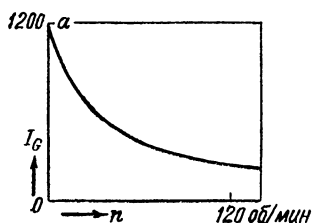
**с. Наложение постоянного тока.** Для того чтобы при покое и очень малых скоростях вращения уменьшить вредное действие токов в секциях якоря, перекрытых щетками, можно включить в цепь двигателя при пуске источник постоянного тока малого напряжения. Из многих возможных здесь схем [Л.57] мы рассмотрим на фиг. 49 схему с двумя двигателями переменного тока. Переменный ток в этом случае не протекает через источник постоянного тока  $G$ , в качестве которого указана аккумуляторная батарея. Дроссель  $D$  должен ограничивать токи, возникающие в цепи постоянного тока, двойной и высшей частоты сети, которые следует

ожидать при высоком насыщении железа двигателей. Оба двигателя оказываются для цепи переменного тока включенными последовательно, а для цепи постоянного тока параллельно; постоянные токи во вторичной обмотке регулировочного трансформатора дают результирующий полный ток, равный нулю. Если оба регулировочных контакта  $k$  находятся в точке  $O$  трансформатора, то вращающий момент развивается исключительно за счет постоянного тока. С ростом напряжения переменного тока переменный ток принимает участие в создании вращающего момента.

Если мы примем, что постоянным током при покое должна создаваться половина пускового момента ( $755/2$  кгм) тягового двигателя, рассчитанного в разд. К, то по характеристике



Фиг. 49. Пуск с добавочным постоянным током.



Фиг. 50. Затухание постоянного тока.

постоянного тока фиг. 11 необходимый постоянный ток на каждый двигатель составляет около 1200 а. Напряжение источника постоянного тока должно равняться омическому падению напряжения в цепи двигателя, т. е.  $0,01 \cdot 1200 = 12$  в. С ростом скорости вращения и ростом напряжения переменного тока постоянный ток в двигателях согласно фиг. 50 быстро падает, так что цепь постоянного тока, после достижения известной скорости вращения, может быть отключена посредством выключателя  $S$  на фиг. 49.

До сего времени схема не находила никакого практического применения, поэтому мы здесь не будем подробно останавливаться на процессах при пуске и образовании вращающего момента (см. об этом [Л. 23]).

**д. Добавочный вращающий момент от токов короткого замыкания.** Токи в секциях якоря, перекрытых щетками, обычно создают при пуске двигателя добавочный вращающий момент, направление которого мы определим прежде всего.

Полный ток токов короткого замыкания имеет, как и полный ток вторичной обмотки короткозамкнутого трансформатора, составляющую в противофазе к полному току обмотки возбуждения и создает поэтому вращающий момент при взаимодействии с потоком в коммутационной зоне. На фиг. 51 указаны полные токи обмоток, совпадающие по фазе с током двигателя  $\dot{I}$ , и короткозамкнутых секций якоря посредством крестов и точек и получающиеся при

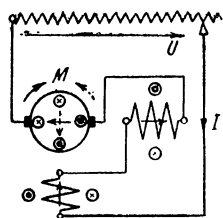
этом положительные оси катушек для обмоток двигателя посредством сплошных стрелок, а для короткозамкнутых секций — посредством штриховой стрелки. Согласно правилу 2 в разд. А3а, токи в обмотке якоря создают с потоком возбуждения главный момент, действующий в направлении часовой стрелки, в то время как добавочный момент, который образуют токи короткого замыкания с потоком в коммутационной зоне, противодействует главному моменту, если поле добавочных полюсов направлено противоположно полю якоря (стрелка в компенсационной обмотке).

Вращающее усилие, которое создают токи короткого замыкания с коммутирующим полем, мы можем рассчитать по ур. (69b), т. I. Если мы обозначим через  $B$  индукцию в воздушном зазоре в коммутационной зоне, то средний вращающий момент, развиваемый токами короткого замыкания с этим потоком [см. Л. 9а, стр. 9], будет

$$M_{kh} = -\frac{D}{2} \cdot 2pl_i \frac{B}{\sqrt{2}} \Theta_k \cos(\dot{B}, \dot{\Theta}_k) \quad (71a)$$

или

$$M_{kh} = -\frac{pDl_i}{9,8 \sqrt{2}} \frac{B}{1000} \frac{\Theta_k}{1000} \cos(\dot{B}, \dot{\Theta}_k) \text{ кгм}, \quad (71b)$$



Фиг. 51. Вращающий момент от токов короткого замыкания.

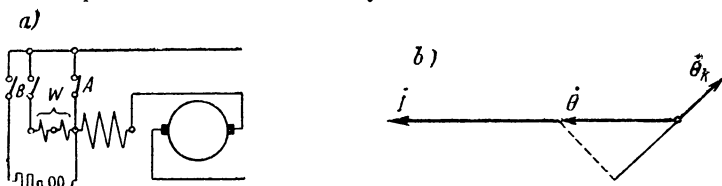
где  $\Theta_k$  обозначает полный ток короткого замыкания на магнитную цепь, и в последнее уравнение подставляется индукция коммутирующего поля  $B$  — в гс, диаметр якоря — в м, расчетная длина якоря  $l_i$  — в см,  $\Theta_k$  — в а.

Для нашего тягового двигателя мы нашли при пусковом моменте (755 кгм) и неподвижном состоянии в разд. А7а (см. фиг. 15, с)  $\Theta_k = 2400$  а. Пусковой ток  $I = 2310$  а; таким образом, по фиг. 201 средняя индукция под добавочным полюсом  $B = 4300$  гс.  $B$  находится в противофазе с  $I$  и по фиг. 15, с  $\cos(\dot{B}, \dot{\Theta}_k) = 0,71$ . При этом мы получаем по ур. (71b):

$$M_{kh} = -\frac{5 \cdot 0,704 \cdot 35}{9,8 \sqrt{2}} 4,3 \cdot 2,4 \cdot 0,71 = -65 \text{ кгм}. \quad (72)$$

Кроме того, секции якоря, короткозамкнутые щетками, находятся также в потоке рассеяния обмотки якоря, который мы можем представить себе как фиктивный поток на поверхности гладкого якоря [Л. 9а, стр. 9]. Этот поток с токами короткого замыкания создает средний вращающий момент  $M_{k\sigma}$ , который действует в направлении главного момента и, по крайней мере приблизительно, может быть принят равным вращающему моменту  $M_{kh}$ , если коммутирующее поле установлено правильно. Тогда  $M_{k\sigma} \approx -M_{kh}$ , и средним вращающим моментом токов короткого замыкания можно пренебречь.

Чтобы при пуске получить добавочный вращающий момент от токов короткого замыкания, который действует в направлении главного момента, мы должны так переключить обмотки, которые определяют поле в коммутационной зоне, чтобы коммутирующее поле имело возможно большую составляющую в противофазе с  $\Theta_k$ . Это может достигаться различным образом [Л. 58], но практическое значение имеют, пожалуй, только такие переключения, которые просты, при которых не применяется никаких дополнительных сопротивлений и при переключении не происходит разрыва цепи тока двигателя. Подходящая пусковая схема, которая переводится в рабочее соединение путем замыкания выключателя  $B$



Фиг. 52. а) Пусковая схема; б) диаграмма полных токов.

и размыкания выключателя  $A$ , представлена в качестве примера на фиг. 52, где в основу рабочего включения положена схема по фиг. 39б в разд. 4 е.

На фиг. 52 при пуске выключатель  $A$  замкнут, в то время как выключатель  $B$  разомкнут. Тогда в коммутационной зоне образуется поле добавочных полюсов, совпадающее по фазе с потоком якоря. Для нашего тягового двигателя полный ток в коммутационной зоне  $\Theta = 2 \cdot 2310 = 4620$  а; согласно магнитной характеристике цепи добавочных полюсов (фиг. 201), он соответствует индукции коммутирующего поля  $B = 5300$  гс. При этом по ур. (71б) и (72) будет:  $M_{kh} = 65 \cdot 5300 / 4300 = 80$  кгм. К этому добавляется вращающий момент от потока рассеяния  $M_{\sigma} = 65$  кгм, так что полный вращающий момент от токов короткого замыкания  $M_k = 145$  кгм, что составляет 19,2% от пускового момента. Фиг. 52, а показывает относительную фазу между результирующим полным током  $\dot{\theta}$  в коммутационной зоне и полным током короткого замыкания  $\dot{\theta}_k$ , который мы определили в разд. А7а (см. фиг. 15, с) при пусковом моменте.

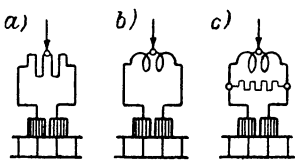
После того как двигатель достиг известной скорости вращения, при которой э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_W$  начинает уже становиться заметной (выше примерно 0,1 номинальной скорости), пусковая схема переводится в рабочее включение. Сначала замыкается выключатель  $B$ ; обмотка добавочных полюсов тогда оказывается замкнутой накоротко и, следовательно, коммутирующее поле равно нулю. Тогда выключатель  $A$  может быть разомкнут без разрыва токовой цепи двигателя.

В схеме по фиг. 52 важно, чтобы параллельное включение между коммутирующей обмоткой  $W$  и шунтирующим сопротивлением при пуске разрывалось, потому что в противном случае составляющая  $\Theta$ , совпадающая по фазе с отрицательным полным током короткого замыкания, была бы очень сильно ослаблена.

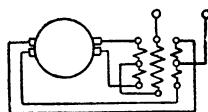
В основу численного определения вращающего момента от токов короткого замыкания мы положили полный ток короткого замыкания  $\Theta_k$ , который нашли по приближенному расчету в разд. А7а. Но там мы установили, что такое определение недостаточно

надежно, что в действительности в некоторые моменты времени могут возникать значительно большие полные токи короткого замыкания. В этом случае добавочные моменты будут также больше; таким образом, именно тогда, когда опасность токов короткого замыкания оказывается наибольшей, возникает сильный добавочный момент, что ускоряет процесс пуска и предохраняет этим двигатель от аварий.

**е. Расслоенные щетки.** Для того чтобы уменьшить вредное действие э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  и иметь возможность допустить более высокие значения  $\mathcal{E}_R$ , уже в начале развития двигателей переменного тока пытались использовать щетки с большим поперечным сопротивлением, которые должны были повышать сопротивление в цепи ко-



Фиг. 53. Схемы с раздвоенными щетками.



Фиг. 54. Схема с последовательным трансформатором.

роткого замыкания. Таким путем все же нельзя заметно увеличить полное сопротивление цепи короткого замыкания. Напрашивающееся разделение щеток на несколько изолированных друг от друга пластинок поперек щетки, между которыми включены специальные сопротивления, не дало положительного результата из-за незначительной прочности таких щеток.

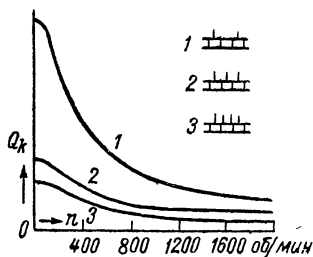
Задача изготовления расслоенных щеток для тяговых двигателей была вновь поставлена около 1932 г. К а с п е р о в с к и м [Л. 59]. Совместно с промышленностью удалось изготовить расслоенные щетки, которые должны оправдать себя в механическом отношении в тяжелых условиях тяги. Слои спрессовываются между собой с помощью связующего материала (бакелитовый лак) и изолирующих прокладок (тонкой бумаги или шелка) под большим давлением, так что они образуют компактную массу. Отдельные слои каждой щетки соединяются через активные или индуктивные сопротивления с токоподводом, как это, например, указано для двухслойных щеток на фиг. 53, а до с; активное сопротивление на фиг. 53, с служит для демпфирования высших гармонических [Л. 61]. Сопротивления между отдельными слоями ведут себя при этом подобно тому, как и искусственные сопротивления между обмоткой якоря и коллектором, рассмотренные уже в разд. А7б.

Вместо сопротивлений, по предложению Т а р д е л я [Л. 33] могут также включаться части обмотки, в которых индуцируются э. д. с., в основном противодействующие э. д. с.  $\mathcal{E}_R$ . Тардель при этом использует части обмоток, которые находятся на главных



полюсах двигателя. Технически, пожалуй, легче выполнима схема с последовательным трансформатором, как она представлена на фиг. 54. Трансформатор следует выполнять с большим намагничивающим током, так чтобы реакция токов короткого замыкания была исчезающе малой, а его кривую намагничивания подгонять к кривой намагничивания обмотки возбуждения.

Если сопротивления между отдельными слоями щетки достаточно велики или э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  посредством специальных частей обмо-



Фиг. 55. Потери короткого замыкания при массивных и подразделенных щетках.

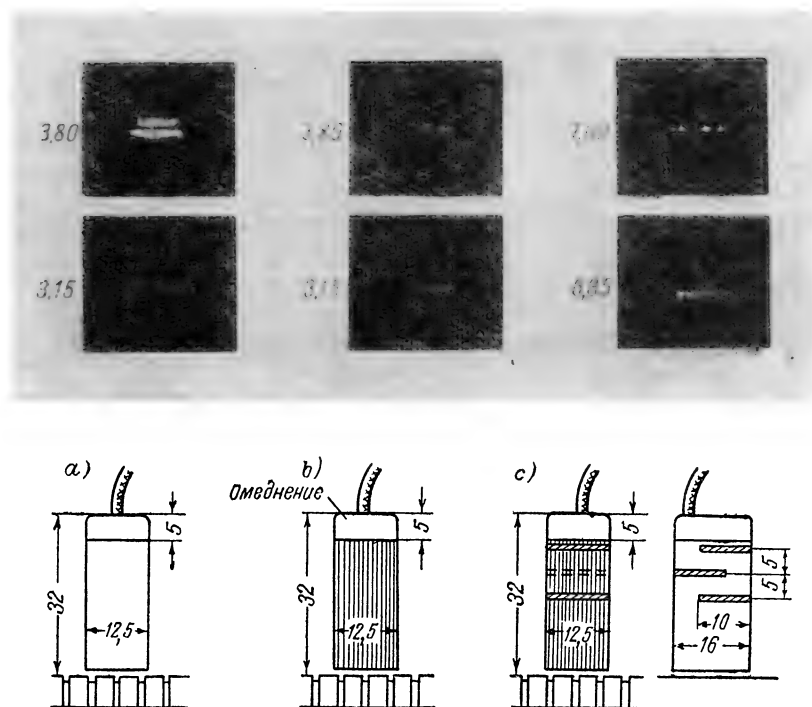
ток между слоями в основном компенсирована, можно пренебречь уравнительными токами между отдельными слоями. Тогда получается примерная картина действия расслоенных щеток, если якорь с наложенными щетками, но разомкнутой цепью двигателя и при питании обмотки возбуждения, приводится во вращение извне. Фиг. 55 показывает измеренные Тарделем [Л. 33] на опытном двигателе потери от тока в цепи короткого замыкания при массивных, раздвоенных и разрезанных на три части щетках в функции от скорости вращения. Они получаются как разность мощности, потребляемой обмоткой возбуждения при наложенных и поднятых щетках. Путем разделения щетки на 2 слоя при  $b = 2t_K$  потери в цепи короткого замыкания значительно снижаются, тогда как разделение на 3 части дает лишь незначительное дальнейшее улучшение.

Все рассмотренные здесь исполнения с подразделенными щетками требуют дополнительных устройств, и так как каждый слой каждой щетки обычного четырехполюсного двигателя должен снабжаться специальным соединительным проводом, необходимо очень много проводов, отчего схема значительно усложняется. Чтобы избежать этой схемы с ее дополнительными устройствами Тардель [Л. 62] предложил тонкорасслоенные углы, у которых толщина одного слоя меньше слоя изоляции между смежными коллекторными пластинами. Отдельные слои щетки при этом соединяются друг с другом по их торцам (фиг. 56 внизу), и для того чтобы увеличить сопротивление между отдельными слоями, путь тока от контактной поверхности щетки до ее токоотвода увеличивается посредством боковых прорезей в щетке; ее поперечное сечение уменьшается, как это представлено на фиг. 56, с внизу. Чтобы отвести при этом относительно большее тепло, выделяющееся в щетке, щеткодержатель выполняется ребристым, с большей внешней поверхностью.

Верхние части фиг. 56, а до с показывают некоторые картины искрения под щетками, полученные Тарделем фотографическим путем, причем рядом с этими картинами написаны значения э. д. с.

покоя  $\mathcal{E}_R$ ; под ними приведены примененные при этом щетки. Путем сравнения картин на фиг. 56, *a* до *c* становится ясным, что искрение под щетками, по сравнению с массивными щетками, при тонкорасслоенном угле без боковых прорезей заметно, а при боковых прорезях значительно уменьшается.

Все расслоенные углы должны быть хорошо изолированы относительно направляющих стенок щеткодержателя, чтобы отдельные слои щеток не замыкались через направляющие поверхности дер-



Фиг. 56. Влияние подразделения щеток на искрение под щетками: *a*) массивные щетки; *b*) и *c*) тонкорасслоенные углы; *c*) с боковыми прорезями. Сверху фотографии искрения под щетками при надписанных значениях  $\mathcal{E}_R$  в *e*.

жателей. Держатели из алюминия, изолированные способом электролитической оксидации, должны оправдать себя в эксплуатации.

Ожидается, что тяговые двигатели с расслоенными щетками, построенные для частоты  $16\frac{2}{3}$  гц, смогут также применяться для частоты сети 50 гц (см. разд. 3J). \*

\* В настоящее время расслоенные щетки широко применяются как в тяговых двигателях 50 гц, так и в двигателях постоянного (пульсирующего) тока выпрямительных электровозов.

Исследования О. Касперовского привели к возможности выполнения

## 6. Влияние высших гармонических на искрение под щетками

Как мы показали в разд. А6б, у двигателей последовательного возбуждения высшие гармонические э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  возрастают с увеличением магнитного насыщения железа (см. значения  $\mathcal{E}_{R\max}/\mathcal{E}_{R1\max}$  в табл. 2). Для искрения под щетками определяющей, главным образом является амплитуда  $\mathcal{E}_R$ ; следует, конечно, при этом принимать во внимание также и продолжительность наибольших значений. Согласно Тоффлинеру [Л. 25], для того чтобы можно было не опасаться недопустимого искрения под щетками,  $\mathcal{E}_{R\max}$  не должна превосходить 8 в. Бланкенбург [Л. 144] обнаружил, что у машин постоянного тока имеет место незначительное искрение под щетками, когда наибольшее значение по кривой напряжения под щеткой (разд. Н2) достигает около 7 в.

Чем больше пиковые значения  $\mathcal{E}_R$ , тем больше также и остаточные напряжения, которые получаются при компенсации  $\mathcal{E}_R$  посредством э. д. с. вращения, так как в последовательных двигателях коммутирующим полем компенсируется, в основном, только основная гармоническая  $\mathcal{E}_R$ . Поэтому иногда считается недопустимым складывать векторно э. д. с.  $\dot{\mathcal{E}}_R$  и  $\dot{\mathcal{E}}_\omega$ . Такое суммирование, конечно, оказывается допустимым только для основной гармонической. Взгляд, что вообще имело бы малое значение компенсировать э. д. с.  $\mathcal{E}_R$  специальными средствами [Л. 64], неправилен, так как экспериментальные исследования показывают, что износ щеток значительно меньше, если э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  уменьшается или компенсируется [Л. 30].

Согласно исследованиям Касперовского [Л. 65], «острые» кривые токов дают значительно больший износ щеток. По-видимому, все же недостаточно обоснованно сводить этот факт к высшим гармоническим в кривой тока. Вероятно, сказываются высшие гармонические в э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$ , которые отражаются неблагоприятно; поскольку, как правило, «острые» кривые тока имеют следствием также высокие значения  $\mathcal{E}_{R\max}$ , если даже при том же вращающем моменте с ростом скорости  $\mathcal{E}_{R\max}/\mathcal{E}_{R1\max}$  падает, а  $i_{\max}/i_{1\max}$  может повышаться (см. последние 2 столбца табл. 2). Однако «острые» кривые тока, т. е. с большим отношением  $i_{\max}/i_{1\max}$ , могут быть причиной искрения под щетками, если магнитная характеристика цепи добавочных полюсов не оказывается практически прямолинейной до наибольших значений токов, так что остаются значительные остаточные напряжения от  $\mathcal{E}_\omega$  (см. разд. К5б). Этот случай несомненно имеет место для многих исполнений тяговых двигателей.

Дроссель, который включается параллельно обмотке возбуждения, уменьшает износ щеток [Л. 65] и искрение под щетками. Это можно объяснить прежде всего тем, что э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  умень-

---

тягового двигателя 50 гц с повышенной допустимой э. д. с.  $\mathcal{E}_R$ . При наличии делителя тока и расслоенных щеток мощность двигателя при 50 гц может быть сделана равной мощности при 16<sup>2</sup>/<sub>3</sub> гц (опытный двигатель ЕМ-666, разработанный фирмой Elin) [РЛ. 3,4]. (Прим. ред.).

шается вследствие ослабления потока. При придании соответствующей формы магнитной характеристике дросселя высшие гармонические  $\mathcal{E}_R$ , однако, до известной степени могут также сказываться в токе  $i$ .

Чтобы демпфировать высшие гармонические высокого порядка в э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$ , вызванные коммутацией (см. фиг. 23) достаточно параллельного включения активного сопротивления к обмотке возбуждения. Вместо активного сопротивления параллельно обмотке возбуждения могут включаться также колебательные контуры, настроенные таким образом, чтобы для высших гармонических, вызванных коммутацией, они представляли короткое замыкание.

Активное сопротивление, параллельное обмотке добавочных полюсов (см. фиг. 39), также демпфирует высшие гармонические э. д. с., индуктированной в короткозамкнутой секции вследствие зубчатости якоря. Эти высшие гармонические становятся особенно заметными при малом воздушном зазоре между якорем и добавочным полюсом (см. разд. IIIB5, т. I). С другой стороны, это сопротивление способствует тому, что высшие гармонические тока якоря в значительной степени протекают через активное сопротивление, так что высшие гармонические  $\mathcal{E}_W$  больше не могут компенсироваться э. д. с. вращения.

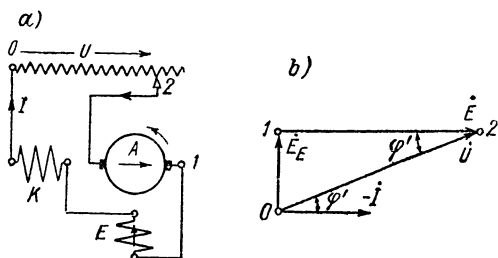
Влияние на высшие гармонические  $\mathcal{E}_R$  и  $i$  оказывает также отклонение формы кривой напряжения на зажимах от синусоидальной формы [Л. 67]. Значительные высшие гармонические в напряжении на зажимах следует ожидать особенно тогда, когда контактная сеть питается от выпрямителя.

## С. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ

### 1. Схема и диаграмма напряжений

При простой схеме последовательного двигателя по фиг. 57, *a* напряжение к якору подводится непосредственно от сети или от вторичной обмотки силового трансформатора. Если мы пренебрежем падением напряжения в двигателе, то напряжение на щетках (1, 2) будет равно э. д. с. вращения  $E$  в обмотке якоря (фиг. 57, *b*). Если, напротив, компенсационную обмотку по фиг. 58, *a* включить на постоянное напряжение, которое совпадает по фазе с полным напряжением двигателя  $\dot{U}$ , то цепь якоря непосредственно получит только часть напряжения на зажимах  $U$ , тогда как остаток  $(+U_K)$  к ней подводится посредством электромагнитной индукции от компенсационной обмотки (фиг. 58, *b*). Компенсационная обмотка в этом случае образует первичную, а якоря — вторичную обмотки трансформатора, падением напряжения которого мы пренебрежем.

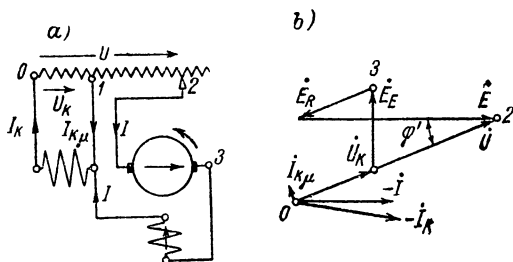
Первичная обмотка находится под напряжением  $\dot{U}_K$  и индуктирует в обмотке якоря э. д. с. покоя  $\dot{E}_R$ , которая направлена противоположно напряжению  $\dot{U}_K$ , так как компенсационная обмотка и обмотка якоря соединены встречно;  $\dot{E}_R$ , таким образом, имеет составляющую в противофазе с  $\dot{E}$  (фиг. 58, б). Напряжение, измеряемое на щетках, будет теперь меньше, чем в первом случае,



Фиг. 57. Обычный последовательный двигатель: а) схема; б) упрощенная диаграмма напряжений.

Здесь не обязательно, чтобы отношение витков компенсационной обмотки и обмотки якоря было равно единице, как мы это предполагали в разд. В4д. Мы можем число витков компенсационной обмотки, которую тогда назовем рабочей обмоткой, выбрать большим, чем число витков обмотки якоря, например вдвое большим. Ток компенсационной обмотки (статорная рабочая обмотка) включает, кроме намагничивающего тока для возбуждения магнитного поля по оси щеток, еще составляющую, которая (как у трансформатора) компенсирует полный ток якорной обмотки (вторичная обмотка) и при отношении витков 2 : 1 будет вдвое меньше тока якоря. Мы видим также, что нет необходимости включать компенсационную обмотку последовательно с якорем; она может быть присоединена также к любым точкам (выводам) обмотки трансформатора. Рабочая обмотка тогда принимает на себя компенсацию якорной обмотки и возбуждение некоторого «поперечного поля» ( $\Phi_q$  на фиг. 60, б) для уничтожения искрения. В этих схемах (например на фиг. 59, а до 62, а) мы включим обмотки к трансформатору в таком же направлении, как на фиг. 58, а, так чтобы якорная и статорная рабочая обмотки компенсировались, когда

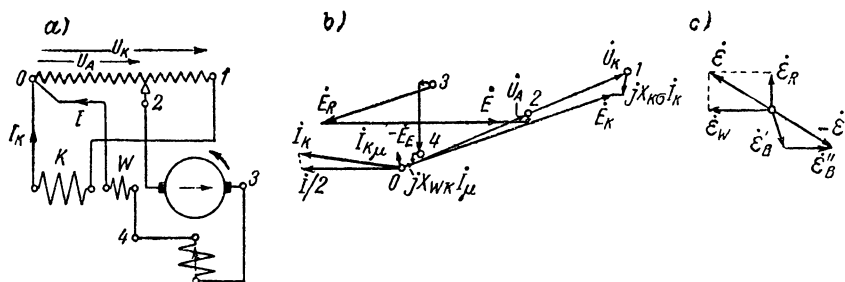
а именно не равно  $E$ , а равно только напряжению между точками 3 и 2. Такой двигатель называют двигателем двойного питания, так как напряжение к якорю подводится как непосредственно, так и путем индуктирования напряжения, или также последовательно — репульсионным двигателем, так как он представляет собой сочетание этих двух двигателей.



Фиг. 58. Последовательный двигатель с постоянным напряжением на компенсационной обмотке.

их токи текут в направлении напряжений трансформатора.

Если фаза поперечного поля для уменьшения э. д. с. покоя  $\dot{E}_R$  и коммутации  $\dot{E}_W$  в секциях якоря, перекрытых щетками, при наиболее часто встречающемся значении нагрузки, не принимает сама по себе правильной величины, то можно поместить еще специальную коммутирующую обмотку  $W$ , обтекаемую током якоря  $I$  (фиг. 59, а). Рабочая обмотка, включенная тогда таким же образом, как и обмотка шунтовых добавочных полюсов для уничтожения искрения под щетками по разд. В4с, здесь имеет еще задачу ввести напряжение в обмотку якоря посредством индукции и компенсиро-



Фиг. 59. а) Схема последовательного двигателя двойного питания; б) диаграмма напряжений с учетом падений напряжения; в) э. д. с. в секции якоря.

вать обмотку якоря; поэтому она распределяется по всей поверхности статора.

На фиг. 59, б представлена полная диаграмма напряжений (потери в железе и реакцией короткозамкнутых секций якоря пренебрегается; отношение чисел витков 2 : 1); ее построение было объяснено в разд. В4д. Фиг. 59, в показывает э. д. с.  $\dot{E}_R$  и  $\dot{E}_W$  в одной замкнутой накоротко щетками секции якоря, которыми создается результирующая э. д. с.  $\dot{E}$ . Одна из ее составляющих компенсируется э. д. с.  $\dot{E}'_B$ , которая индуцируется при вращении в поле, возбужденном компенсационной обмоткой. Остаток должен компенсироваться посредством э. д. с.  $\dot{E}''_B$ , которая индуцируется при вращении в поле добавочных полюсов, возбуждаемом коммутирующей обмоткой  $W$ , обтекаемой током якоря. Тогда  $\dot{E}'_B$  должна быть сдвинута относительно  $\dot{E}_W$  на  $180^\circ$ . Таким образом, поле добавочных полюсов должно быть направлено противоположно фиктивному полю якоря. Включением дросселя в цепь компенсационной обмотки или искусственным увеличением ее рассеяния ( $X_{K\sigma}$  на фиг. 59, б) можно уменьшить или полностью уничтожить составляющую  $\dot{E}'_B$  в противофазе с  $\dot{E}_W$ , так чтобы э. д. с. коммутации  $\dot{E}_W$ , пропорциональная току якоря, могла бы полностью компенсироваться посредством э. д. с. вращения  $\dot{E}'_B$ ,

которая создается обмоткой  $W$  на фиг. 59,  $a$ , обтекаемой током якоря.

Преимуществом двигателей двойного питания по сравнению с последовательным двигателем является уменьшение напряжения на якоре (между точками 2 и 3 на фиг. 58,  $b$  или 59,  $b$ ), вследствие чего снижается опасность кругового огня (разд. A2e).

Принципиально, посредством перемены концов статорной рабочей обмотки, в цепь якоря можно вводить такую э. д. с. покоя, которая имеет составляющую в фазе с э. д. с. вращения; тогда напряжение на якоре будет больше, чем у обычного последовательного двигателя. Практического применения, однако, такая схема не имеет, потому что при этом э. д. с. вращения, которая индуцируется в секциях якоря, перекрытых щетками, имеет составляющую в фазе с  $\dot{\mathcal{E}}_R$ .

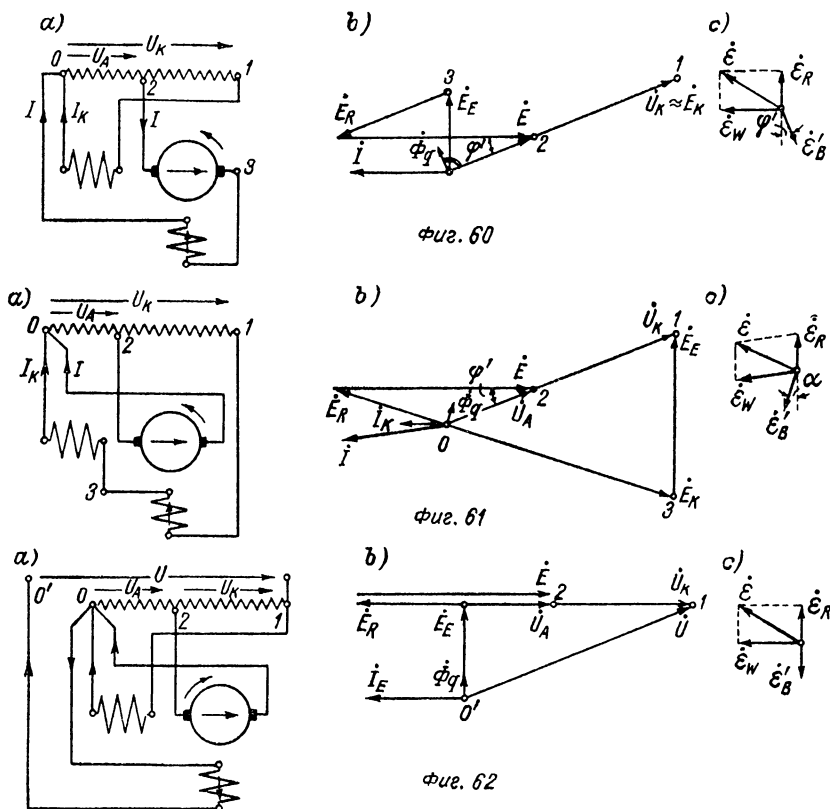
В следующем разделе мы будем сначала рассматривать различные включения обмотки возбуждения. При известных схемах, а именно, когда обмотка возбуждения находится в цепи статора и э. д. с. покоя  $\dot{\mathcal{E}}_R$ , при практически применяемом включении, противодействует э. д. с. вращения, в двигательном режиме может возникнуть явление самовозбуждения, которое мы подробнее исследуем в разд. F5.

## 2. Включения обмотки возбуждения

Выше в разд. 1 мы предполагали, что обмотка возбуждения включена в цепь якоря (фиг. 59,  $a$  и 60,  $a$ ). Однако по существу токи в компенсационной обмотке и первичной обмотке трансформатора пропорциональны току в якоре. Мы можем поэтому принципиально включать обмотку возбуждения последовательно с компенсационной обмоткой (фиг. 61,  $a$ ) или с первичной обмоткой трансформатора (фиг. 62,  $a$  с автотрансформатором). Влияние, которое оказывает включение обмотки возбуждения на уничтожение искрения, видно из диаграммы напряжений на фиг. 60, 61 и 62,  $b$  и  $c$ , в которых для наглядности пренебрежено падением напряжений.

Э. д. с. покоя  $\dot{\mathcal{E}}_R$  в секциях якоря, короткозамкнутых щетками, находится в фазе с э. д. с.  $\dot{\mathcal{E}}_E$  в обмотке возбуждения, а индуцированная поперечным полем ( $\dot{\Phi}_q$ ) э. д. с. вращения  $\dot{\mathcal{E}}'_B$  находится в противофазе с  $\dot{\Phi}_q$  (см. фиг. 60,  $c$  до 62,  $c$ ). При схемах по фиг. 60,  $a$  и 61,  $a$ , при правильном выборе  $\dot{\Phi}_q$  (например посредством выбора напряжения  $U_k$ ), остается еще составляющая  $\dot{\mathcal{E}}'_B$ , которая при схеме по фиг. 60,  $a$  противодействует э. д. с. коммутации  $\dot{\mathcal{E}}_W$ , а при схеме по фиг. 61,  $a$ , наоборот, находится в фазе с  $\dot{\mathcal{E}}_W$ , тогда как при схеме по фиг. 62,  $a$  э. д. с.  $\dot{\mathcal{E}}'_B$  оказывается практически точно в противофазе с  $\dot{\mathcal{E}}_R$ . Если мы обратим внимание на то, что э. д. с. коммутации  $\dot{\mathcal{E}}_W$  пропорциональна току якоря, а поперечное поле, возбуждаемое компенсационной обмоткой, не зависит от тока якоря,

то становится понятным, что схема с обмоткой возбуждения в первичной цепи трансформатора для уничтожения искрения является наилучшей, а схема с обмоткой возбуждения в цепи компенсационной обмотки наихудшей, так как остаточная составляющая  $\dot{\mathcal{E}}'_B$  действует тогда в направлении э. д. с. коммутации.



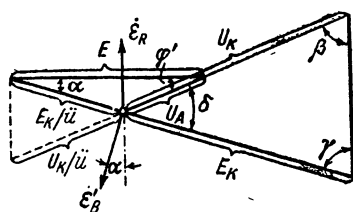
Фиг. 60, 61 и 62. Последовательный двигатель двойного питания с обмоткой возбуждения в цепи якоря (фиг. 60), в цепи статора (фиг. 61) и в первичной цепи регулировочного трансформатора (фиг. 62).

При включении обмотки возбуждения в цепь якоря фазовый угол, который образует э. д. с. вращения  $\dot{\mathcal{E}}'_B$  со взятой отрицательной э. д. с. покоя в короткозамкнутой секции якоря, равен фазовому углу  $\varphi'$  между э. д. с. вращения  $\dot{E}$  всей якорной обмотки и напряжением на зажимах (см. фиг. 60, b и c). При включении обмотки возбуждения в первичную цепь возбуждающего трансформатора угол между  $\dot{\mathcal{E}}_R$  и  $\dot{\mathcal{E}}'_B$  практически равен нулю (фиг. 62, c).

При включении обмотки возбуждения в цепь статора мы обозначим угол, который образует э. д. с. вращения  $\dot{\mathcal{E}}'_B$  с отри-



цательной э. д. с. покоя  $\dot{\mathcal{E}}_R$ , через  $\alpha$  (см. фиг. 61, с). Теперь нам нужно установить еще соотношение между этим углом  $\alpha$  и углом  $\varphi'$  между э. д. с. вращения  $\dot{E}$  и напряжением якоря  $\dot{U}_A$ .



Фиг. 63. К выводу ур. (74b).

Диаграмма напряжений для схемы по фиг. 61, а еще раз изображена на фиг. 63 с указанием примененных здесь обозначений. В ней  $\dot{u}$  обозначает коэффициент трансформации между статорной — рабочей обмоткой (компенсационной обмоткой) и обмоткой якоря [ур. (78)]. Из треуголь-

ника, выделенного жирными линиями, мы получаем соотношение:

$$\cos \alpha = \frac{E - U_A \cos \varphi'}{E_K \dot{u}} = \frac{E - U_A \cos \varphi'}{\sqrt{\dot{U}_A^2 + E^2 - 2U_A E \cos \varphi'}} \quad (73)$$

или с сокращением:

$$v = \frac{U_A \cos \varphi'}{E}; \quad \cos \alpha = \frac{(1 - v) \cos \varphi'}{\sqrt{v^2 + (1 - 2v) \cos^2 \varphi'}}. \quad (74a \text{ и } b)$$

По углу  $\alpha$  получаются углы  $\beta$ ,  $\gamma$  и  $\delta$  на фиг. 63:

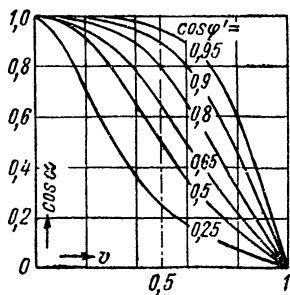
$$\beta = 90^\circ - \varphi'; \quad \gamma = 90^\circ - \alpha; \quad \delta = \varphi' + \alpha. \quad (75 \text{ до } 77)$$

На фиг. 64 указан  $\cos \alpha$  в функции от  $v$  для различных  $\cos \varphi'$ . По ур. (74 а)  $v$  представляет собою отношение составляющей напряжения, непосредственно приложенного к цепи якоря, совпадающей по фазе с э. д. с. вращения  $\dot{E}$  в обмотке якоря, к этой э. д. с.  $E$ . Из фиг. 64 мы видим, что для  $v = 0,5 \cos \alpha = \cos \varphi'$ , для  $v < 0,5 \cos \alpha > \cos \varphi'$  и для  $v > 0,5 \cos \alpha < \cos \varphi'$ .

Схема по фиг. 61, а в отношении уничтожения искрения будет тем неблагоприятнее, чем меньше  $\cos \alpha$  (фиг. 61, с), следовательно, чем больше  $v$ , т. е. напряжение, подведенное непосредственно к якорю по сравнению с полной э. д. с. вращения  $E$ . В предельном случае  $v = 1$  будет  $U_K = 0$ , точки 0 и 1 на фиг. 61, а и б совпадут и составляющая  $\dot{\mathcal{E}}_B$ , совпадающая по фазе с  $\dot{\mathcal{E}}_R$ , будет равна нулю.

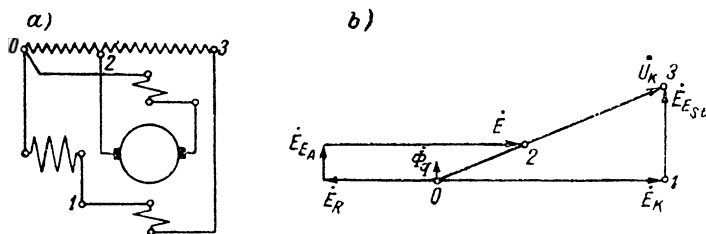
Отрицательные свойства схемы по фиг. 61, а исчезают, если напряжение, подведенное непосредственно к якорю, будет равно нулю ( $v = 0$ , короткозамкнутая обмотка якоря, репульсионный двигатель). Тогда совпадают точки 0 и 2 на фиг. 61, а и б и  $\dot{\mathcal{E}}_B$  будет в противофазе с  $\dot{\mathcal{E}}_R$ .

Лучший случай для уничтожения искрения при фиг. 61, а  $\dot{\mathcal{E}}_B = -\dot{\mathcal{E}}_R$ , который уже практически имеет место при схеме по



Фиг. 64. Зависимость  $\cos \alpha$  [ур. (74b)] от  $v$  [ур. (74a)].

фиг. 62, а, может быть получен для заданного отношения  $v$ , если одна часть обмотки возбуждения, пропорциональная  $v$ , обтекается якорным током, а другая, пропорциональная  $v - 1$ , обтекается током статора (фиг. 65, а). Диаграмма напряжений для тех же условий, что и на фиг. 61, б, изображена на фиг. 65, б.



Фиг. 65. Смешанное включение обмотки возбуждения и диаграмма напряжений.

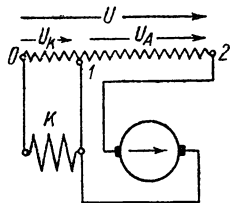
При исследованиях в последующих разделах мы ограничимся, для простоты, теми схемами, при которых обмотка возбуждения обтекается либо током якоря (фиг. 60, а), либо первичным током регуляторного трансформатора (фиг. 62, а). Следует еще только включить предельный случай  $v = 0$  (фиг. 64) при схеме с обмоткой возбуждения в цепи статора. Другие случаи при двигательном режиме едва ли имеют практическое значение из-за опасности самовозбуждения.

### 3. Регулирование скорости вращения

В основу рассмотрения мы положим схему на фиг. 66, к которой могут быть приведены все схемы двигателей двойного питания, а также все предельные случаи, и сначала оставим открытым вопрос, обтекается ли обмотка возбуждения током якоря (как, например, на фиг. 60, а) или первичным током трансформатора (фиг. 62, а). Поэтому на фиг. 66 обмотка возбуждения не указана. При регулировании может смещаться один из трех зажимов на трансформаторе. Очень важно при этом, как осуществляется уничтожение искрения. Поэтому следует сначала вывести для этого уравнения.

#### а. Уравнение для компенсации э. д. с. покоя

$\mathcal{E}_R$ . Мы будем принимать во внимание при этом только составляющую э. д. с. вращения  $\dot{\mathcal{E}}_B$ , которая находится в противофазе с  $\dot{\mathcal{E}}_R$ . Тогда излишней останется еще составляющая  $\dot{\mathcal{E}}_B$ , которая по разд. 2 при включении обмотки возбуждения в цепь якоря находится в противофазе с э. д. с. коммутации  $\dot{\mathcal{E}}_W$ , а при включении обмотки возбуждения перед регуляторным трансформатором практически равна нулю.



Фиг. 66. Для пояснения уравнений в разд. 3а.

Штрихом мы обозначим часть ( $\dot{\mathcal{E}}'_B$ ) э. д. с. вращения, которая по существу не зависит от тока якоря. Так как в дальнейшем мы рассматриваем только эту часть, то мы можем опустить штрих и писать для э. д. с. искрения  $\mathcal{E}_F$  вместо  $\mathcal{E}_{FR}$  (см. разд. В4с).

Если мы обозначим через

$$\ddot{u} = \xi_K \omega_K / \xi_A \omega_A \quad (78)$$

коэффициент трансформации между статорной — рабочей обмоткой и обмоткой якоря и через  $\varphi'$  фазовый угол между э. д. с. вращения  $\dot{E}$  и напряжением  $\dot{U}_A$  (см., например, фиг. 60,  $a$  и  $b$ ), то при пренебрежении падением напряжения

$$(U_A + U_K \ddot{u}) \cos \varphi' = E. \quad (79)$$

Для схемы по фиг. 62,  $a$  следует подставлять  $\cos \varphi' = 1$ . Э. д. с., индуцированная в статорной — рабочей обмотке, равна по ур. (4b)

$$U_K = E_K = \sqrt{2} \pi f \xi_K \omega_K \Phi_q, \quad (80a)$$

где

$$\Phi_q = (2/\pi) \tau l_i B_q \quad (80b)$$

есть поток по оси щеток, индукцию которого мы принимаем распределенной синусоидально. Для э. д. с. вращения в обмотке якоря мы запишем по ур. (2b):

$$E = 2 \sqrt{2} p n \omega_A \Phi, \quad (80c)$$

где  $\Phi$  есть поток возбуждения, сцепленный с одним витком якоря, замкнутым щетками накоротко.

Если мы обозначим через  $\omega_k$  число витков между двумя смежными пластинами, определяющее напряжение искрения [ур. (7)], то э. д. с. вращения в этой части обмотки будет:

$$\mathcal{E}_B = \sqrt{2} \omega_k v_A l_i B_q \quad (81a)$$

или, с учетом ур. (80 а и b) и выражений  $v_A = 2p\tau n$  и  $\xi_A \approx 2/\pi$ ,

$$\mathcal{E}_B = \frac{pn \omega_k U_K}{f \xi_K \omega_K} = \frac{\pi}{2} \frac{pn \omega_k U_K}{f \ddot{u} \omega_A}. \quad (81)$$

Так как эта э. д. с. вращения должна противодействовать э. д. с. покоя

$$\mathcal{E}_R = \sqrt{2} \pi f \omega_k \Phi, \quad (82a)$$

то мы получим некомпенсированную остаточную э. д. с. (в фазе с  $\dot{\mathcal{E}}_R$ ), которую мы можем рассматривать здесь как э. д. с. искрения:

$$\mathcal{E}_F = \mathcal{E}_R - \mathcal{E}_B \cos \varphi' = \mathcal{E}_R - \frac{\pi}{2} \frac{pn \omega_k}{f \omega_A} \frac{U_K \cos \varphi'}{\ddot{u}}. \quad (82)$$

Эту э. д. с. искрения отнесем к э. д. с. покоя

$$\mathcal{E}_{RN} = \sqrt{2} \pi f \omega_k \Phi_N, \quad (83a)$$

которая существует в двигателе при номинальном потоке, и введем еще относительную скорость  $v$  и относительный поток  $\chi$ :

$$v = n/n_N \text{ и } \chi = \Phi/\Phi_N. \quad (83b \text{ и } c)$$

«Номинальные значения» (индекс  $N$ ) скорости вращения, потока возбуждения, э. д. с. покоя и вращающего момента должны обозначать величины, которые, смотря по условиям работы, имеют место либо при длительном режиме, либо, чаще всего, при непрерывно меняющейся нагрузке, представляют собой ее средние значения. Мы получим тогда для относительной э. д. с. искрения:

$$\varepsilon = \frac{\mathcal{E}_F}{\mathcal{E}_{RN}} = \chi - c^2 \frac{U_K \cos \varphi'}{\ddot{u} E_N} v, \quad (84)$$

где для сокращения подставлено

$$c = \frac{pn_N}{f} \quad \text{и} \quad E_N = 2 \sqrt{2} \, pn_N \omega_A \Phi_N. \quad (84a \text{ и } b)$$

«Степень скорости»  $c$  определяет скорость вращения при «номинальном режиме»; смотря по тому  $c < 1$ ,  $c = 1$  или  $c > 1$ , говорят о нижесинхронной, синхронной и вышесинхронной скорости вращения.  $E_N$  есть э. д. с. вращения, индуцированная в обмотке якоря при номинальной скорости вращения и номинальном моменте.

а. Регулирование напряжения якоря  $U_A$  при постоянном напряжении  $U_K$ . Напряжение  $U$  не изменяется, если при регулировании смещается точка присоединения 2 на фиг. 66 (или 60, а, или 62, а). Обычно требуется, чтобы при «номинальном режиме» ( $\chi = 1$ ,  $v = 1$ ) э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_{RN}$  была скомпенсирована, так что согласно ур. (84)

$$\varepsilon_N = 1 - c^2 \frac{U_K \cos \varphi'_N}{\ddot{u} E_N} = 0. \quad (85a)$$

Тогда

$$c^2 = \left( \frac{pn_N}{f} \right)^2 = \frac{\ddot{u} E_N}{U_K \cos \varphi'_N}, \quad (85b)$$

и ур. (84) для уничтожения искрения, при регулировании напряжения на якоре  $U_A$ , преобразуется в

$$\varepsilon = \chi - \frac{\cos \varphi'}{\cos \varphi'_N} v. \quad (85)$$

Выбор постоянного напряжения  $U_K$  и коэффициента трансформации  $\ddot{u}$  производится по ур. (85b) в зависимости от того, имеет ли место номинальная скорость вращения ниже синхронизма, при синхронизме или выше синхронизма. На уничтожение искрения этот выбор, согласно ур. (85), не имеет никакого влияния, так как  $\cos \varphi' / \cos \varphi'_N$  от этого не зависит.

б. Регулирование напряжения  $U_K$  на статорной обмотке  $K$  при постоянном напря-

жен и  $U_A$ . Если мы подставим в ур. (84)  $U_K$  по ур. (79), то получим ( $E/E_N = \chi \cdot v$ ):

$$\varepsilon = \chi - c^2 \left( \chi v^2 - \frac{U_A \cos \varphi'}{E_N} v \right). \quad (86)$$

Это уравнение справедливо для  $U_A = \text{const}$ , т. е. если для регулирования скорости вращения смещается точка присоединения 0 на фиг. 66. Чтобы при номинальном режиме ( $\chi = 1, v = 1$ ) было  $\varepsilon = 0$ , должно быть

$$c^2 = \frac{1}{1-b} \quad \text{при} \quad b = \frac{U_A \cos \varphi'_N}{E_N}, \quad (86a \text{ и } b)$$

причем получается

$$\varepsilon = \chi - \frac{\chi v^2 - b v \cos \varphi' / \cos \varphi'_N}{1-b}. \quad (87)$$

Выбор  $U_A$  производится по ур. (86a и b) в зависимости от того, лежит ли номинальная скорость выше или ниже синхронной.

γ. Регулирование при постоянном напряжении и  $U$ . Если мы подставим в ур. (79)  $U_A = U - U_K$  (см. фиг. 66), то получим

$$U_K = \frac{u}{u-1} \left( U - \frac{E}{\cos \varphi'} \right) \quad (88a)$$

и при этом по ур. (84)

$$\varepsilon = \chi - \frac{c^2}{u-1} \left( \frac{U \cos \varphi'}{E_N} v - \chi v^2 \right). \quad (88)$$

Это уравнение является основным для уничтожения искрения, если на фиг. 66 для регулирования смещается точка присоединения 1. Чтобы при номинальном режиме исчезла э. д. с. искрения, должно быть

$$c^2 = \frac{u-1}{b-1}; \quad b = \frac{U \cos \varphi'_N}{E_N}. \quad (89a \text{ и } b)$$

При этом значении  $b$  снова справедливо ур. (87) для относительной э. д. с. искрения. Ур. (87) имеет общее значение, так как оно справедливо также при регулировании напряжения якоря  $U_A$  и постоянном напряжении  $U_K$ , если подставить  $b = \pm \infty$ , потому что тогда ур. (87) преобразуется в ур. (85).

Ур. (87) содержит, кроме двух переменных  $\chi$  и  $v$  и отношения  $\cos \varphi' / \cos \varphi'_N$ , вообще говоря, зависящего от вращающего момента и скорости вращения, только еще параметр  $b$ , так что каждому значению  $b$  соответствуют определенные условия уничтожения искрения. Прежде чем мы это рассмотрим подробнее, следует сопоставить еще схемы регулирования, как они получаются при различных значениях  $b$ .

**б. Схемы регулирования.** Основное для всех видов регулирования ур. (87) по своему выводу действительно для одного практи-

чески важного случая, когда при «номинальном режиме» э. д. с. искрения исчезает. Это, как мы установили в разд. 1, есть случай, когда э. д. с. покоя  $\dot{E}_R$ , индуктированная поперечным полем в якорной обмотке, имеет составляющую в противофазе с э. д. с. вращения  $\dot{E}$ . Это всегда будет в том случае, когда на фиг. 66 точка присоединения 1 лежит внутри точек 0 и 2 трансформатора и, следовательно,  $U_A$  и  $U_K$  на фиг. 66 направлены одинаково. Кроме того, это будет также в том случае, если  $U_K$  имеет противоположное направление нежели  $U_A$ , но  $|\dot{U}_K/\ddot{u}| = |\dot{E}_R| > |U_A|$ .

Если мы представим себе, например на фиг. 58, а, что присоединение компенсационной обмотки у точки 0 на один виток обмотки трансформатора перенесено правее 1, то  $I_{K\mu}$  и поперечный поток  $\Phi_q$  меняют направление. Если  $|\dot{U}_K/\ddot{u}| < |U_A|$ , то  $\dot{E}_B$  и  $\dot{E}_R$  действуют в одном направлении. Но если  $|\dot{U}_K/\ddot{u}| > |U_A|$ , то э. д. с. вращения и с нею  $\dot{I}$  в обмотке якоря должны поменять знак. Однако с  $\dot{I}$  меняет знак также и  $\dot{E}_R$ , так что  $\dot{E}_B$  и  $\dot{E}_R$  тогда противодействуют друг другу. Так как это возможно только при нижесинхронной скорости, причем двигатель должен быть выполнен с малым числом полюсов и очень сильным поперечным потоком, этот случай едва ли может иметь практическое значение.

В ур. (79)  $U_A$  и  $U_K/\ddot{u}$  следует считать положительными, если точка присоединения 1 на фиг. 66 лежит между 0 и 2. Если на фиг. 66 перенести присоединение 0 вправо от 1, то  $U_K$  изменит знак, если перенести присоединение 2 влево от 1, то изменит знак  $U_A$ . Если на фиг. 66 поменять концы либо статорной рабочей обмотки  $K$ , либо обмотки якоря, то, если сохраняются знаки  $U_A$  и  $U_K$ , изменится знак  $\ddot{u}$ .

Чтобы определить, при любой ли схеме выполняется условие, что при номинальном режиме э. д. с. покоя  $\dot{E}_{RN}$  может быть компенсирована посредством составляющей э. д. с. вращения, можно воспользоваться следующим правилом (см., например, фиг. 67). На схеме с указанным расположением регулирующих контактов при номинальном режиме наносят положительную ось обмотки якоря  $A$  (которая получается, если ток в цепи якоря протекает в направлении напряжения якоря  $U_A$ ) и направление напряжения  $U_K$  на зажимах статорной рабочей обмотки  $K$ . Если обе стрелки направлены одинаково, то э. д. с. покоя  $\dot{E}_R$  при номинальном режиме всегда может быть компенсирована; если стрелки направлены навстречу друг другу, то только тогда, когда  $|\dot{U}_K/\ddot{u}| > |U_A|$ . В дальнейшем мы рассмотрим подробнее только группы схем  $\alpha$ ,  $\beta$  и  $\gamma$ , причем оставим без внимания несущественные схемы для  $c < 1$ .

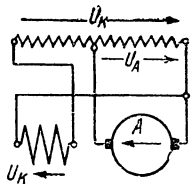


Рис. 67. К определению направлений  $\dot{E}_R$  и  $\dot{E}_B$ .

Г р у п п а с х е м  $\alpha$ ,  $U_A$  — переменное (фиг. 68, а). Значение  $b$ , являющееся определяющим для уничтожения искрения в ур. (87), здесь  $b = \mp \infty$ , а относительная э. д. с. искрения по ур. (85) не зависит от величины постоянного

напряжения  $U_K$  и коэффициента трансформации  $\bar{u}$ . Степень скорости  $c$ , при которой исчезает э. д. с. искрения, определяется ур. (85 б) и может быть любой, смотря по выбору  $U_K/\bar{u}$ . Так как  $c^2$  всегда положительно, то по ур. (85б)  $E_N$  и  $U_K/\bar{u}$  должны иметь одинаковые знаки; если должно быть  $c^2 > 1$ , то по ур. (79)  $U_A$  и  $U_K/\bar{u}$  также должны иметь одинаковые знаки. Принципиальная схема для этой группы схем представлена на фиг. 68, а.

Если мы потребуем, например, чтобы номинальная скорость вращения имела место при двойной синхронной скорости ( $c^2 = 4$ ) и примем  $\bar{u} = 2$ , то по ур. (85б) должно быть  $E_N = 2U_K \cos \varphi'_N$ . Тогда по ур. (79) получается  $U_{AN} = \frac{2}{3}U_K$ . Для этого случая на схеме фиг. 68, а указано положение контактов при номинальном режиме. Положение контактов при пуске мы получим (в пренебрежении падениями напряжений), по ур. (79) при  $E = 0$  для  $U_{A0} = -U_K/2$ . Это положение контактов также указано здесь и на последующих схемах; маленькая горизонтальная стрелка показывает направление, в котором следует перемещать контакт во время пуска.

Рядом со схемами на фиг. 68, а до  $i$  в дальнейшем для наглядности приведены зависимости  $U_A$ ,  $U_K/\bar{u}$  и  $E = U_A + U_K/\bar{u}$  от скорости вращения  $n = 0$  до  $n = n_N$  при постоянном вращающем моменте. При этом во всех случаях предполагается, что обмотка возбуждения находится в цепи якоря, сохраняется то же самое число витков обмотки якоря и тот же самый поток возбуждения; падениями напряжения пренебрегается.

Группа схем  $\beta$ ,  $U_K$  — переменное (фиг. 68, б). Для этой группы схем по ур. (86а)  $c^2 = 1/(1 - b)$ . Равенство может выполняться при  $-\infty < b < 1$ , но для практически важного случая  $c^2 > 1$ , которым мы ограничимся в схемах фиг. 68, а до  $i$  только при  $0 < b < 1$ . По ур. (86б) должно быть  $E_N = U_A \cos \varphi'_N / b$  и по ур. (79)  $U_{KN} \cos \varphi'_N / \bar{u}$  должно иметь тот же знак, что и  $U_A \cos \varphi'_N$ , чтобы при  $c^2 > 1$  и номинальном режиме э. д. с. покоя  $\dot{E}_R$  компенсировалась посредством э. д. с. вращения  $\dot{E}_B$ . На фиг. 68, б представлена такая принципиальная схема. Если, например, при номинальном режиме скорость вращения должна быть в 1,41 раза больше синхронной ( $c^2 = 2$ ), то  $b = 1/2$  и при  $\bar{u} = 2$ , будет  $U_{KN} = 2U_A$ . Пусковое напряжение по ур. (79) (при  $E = 0$ ) будет  $U_{K0} = -2U_A$ . Положения регулирующего контакта при пуске и номинальном режиме для этого случая указаны на фиг. 68, б.

Группа схем  $\gamma$ ,  $U$  — постоянное (фиг. 68, с до ф). По ур. (89а) в этом случае  $c^2 = \frac{u-1}{b-1}$ , по ур. (89б)  $\frac{E_N}{\cos \varphi'_N} = \frac{U}{b}$ , по ур. (88а)  $U_{KN} = \frac{\bar{u}(b-1)}{b(\bar{u}-1)} U = \frac{\bar{u}}{bc^2} U$ ; далее, по ур. (79)  $U_{AN} = \frac{u-b}{b(\bar{u}-1)} U$ . При пуске по ур. (79) получается  $U_{K0} = -\bar{u}U_{A0} = -\bar{u}(U - U_{K0})$ , т. е.  $U_{K0} = \frac{\bar{u}}{\bar{u}-1} U$ . Здесь мы можем задавать  $b$  все значения от  $-\infty$  до  $+\infty$ .

а. Для  $-\infty < b < 0$  ур. (89а) выполнимо при  $-\infty < \bar{u} < 1$ . Но если мы ограничимся практически важным случаем, когда  $c^2 > 1$ , то должно быть  $-\infty < \bar{u} < 0$  и  $|\bar{u}| > |b|$ . Все члены в ур. (79) тогда получают одинаковые знаки. Принципиальная схема представлена на фиг. 68, с.

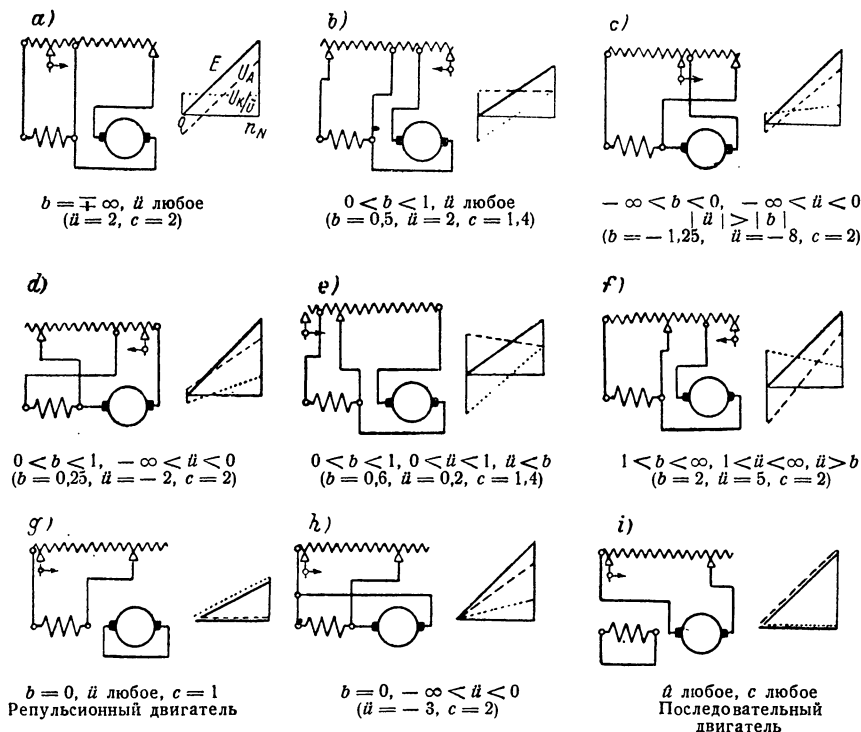
Если мы потребуем, например, чтобы  $c^2 = 4$ , то должно быть  $\bar{u} = 4b - 3$ . При  $b = -1,25$ , будет  $\bar{u} = -8$ ,  $U_{KN} = 1,6U$ ,  $E_N/\cos \varphi'_N = 0,8U$ ,  $U_{KN}/\bar{u} = -0,2U$ ,  $U_{AN} = -0,6U$  и  $U_{K0} = 8/9U$ . Для этого случая на фиг. 68, с указаны положения контакта при пуске и номинальном режиме (отрицательное  $\bar{u}$  означает перемену точек включения якоря относительно фиг. 66).

б. Для  $0 < b < 1$  ур. (89а) выполнимо при  $-\infty < \bar{u} < 1$ . Мы делаем различие между отрицательными и положительными значениями  $\bar{u}$ .

Для  $-\infty < \bar{u} < 0$  будет  $c^2 > 1$ ; ур. (79) удовлетворяется при одинаковых знаках для всех членов. Принципиальная схема представлена на фиг. 68, д.

Если мы потребуем, например, чтобы  $c^2 = 4$ , то при  $b = 0,25$  и  $\ddot{u} = -2$  будет  $U_{KN} = -2U$ ,  $E_N/\cos\varphi'_N = 4U$ ,  $U_{KN}/\ddot{u} = U$ ,  $U_{AN} = 3U$ ,  $U_{K0} = 2/3U$ . Для этого случая на фиг. 68, *d* в схеме указан смещаемый контакт и возле нее  $U_A$ ,  $U_K/\ddot{u}$  и  $E$ .

Для  $0 < \ddot{u} < 1$  получается  $c^2 > 1$  только при  $\ddot{u} < b$ ; все члены в ур. (79) получают тогда одинаковые знаки. Если мы потребуем, например, чтобы  $c^2 = 2$ , то при  $b = 0,6$  и  $\ddot{u} = 0,2$  будет  $U_{KN} = 1/6U$ ,  $E_N/\cos\varphi'_N = 5/3U$ ,  $U_{KN}/\ddot{u} = 5/6U$ ,



Фиг. 68. Основные схемы последовательных двигателей двойного питания (данные в скобках для указанных положений контактов). Справа около схем: — э. д. с. вращения  $E$ ; — — — напряжение якоря  $U_A$ ; . . . — вводимое посредством индукции  $U_K/\ddot{u}$  в зависимости от скорости вращения  $n = 0$  до  $n = n_N$ ; обмотка возбуждения, которая на фигуре не указана, предполагается в цепи якоря.

$U_{AN} = 5/6U$ ,  $U_{K0} = -1/4U$ . Для этого случая на фиг. 68, *e* указаны положения смещаемого контакта при пуске и работе.

с. Для  $1 < b < \infty$  должно быть  $1 < \ddot{u} < \infty$  и  $\ddot{u} > b$  для  $c^2 > 1$ . Все члены в ур. (79) получают тогда одинаковые знаки. Принципиальная схема представлена на фиг. 68, *f*. Если мы потребуем, чтобы  $c^2 = 4$ , то при  $b = 2$  и  $\ddot{u} = 5$  будет  $U_{KN} = 5/8U$ ,  $E_N/\cos\varphi'_N = 1/2U$ ,  $U_{KN}/\ddot{u} = 1/8U$ ,  $U_{AN} = 3/8U$ ,  $U_{K0} = 5/4U$ . Положения смещаемого контакта для этого случая указаны на фиг. 68, *f*.

Г р а н и ч н ы е с л у ч а и. Если мы подставим в ур. (86b)  $b = 0$ , то  $U_A = 0$ , т. е. цепь якоря будет замкнута накоротко, и регулирование осуществ-



вляется посредством изменения  $U_K$ . По ур. (86а)  $c^2 = 1$ , независимо от коэффициента трансформации. Мы получаем схему репульсионного двигателя, на фиг. 68, *г*.

Если, напротив, мы подставим в ур. (89b)  $b = 0$ , то будет  $U = 0$ , т. е. цепь якоря и рабочая цепь статора включены параллельно. Согласно ур. (89а) будет  $c^2 = 1 - \dot{u}$ . Для  $c^2 > 1$  должно быть  $-\infty < \dot{u} < 0$ . Тогда  $U_K = -U_A$ ;  $U_A$  и  $U_K/\dot{u}$  в ур. (79) имеют одинаковые знаки, и мы получим принципиальную схему на фиг. 68, *д*. Если, например, при  $c^2 = 4$  э. д. с. искрения должна быть равна нулю, то должно быть  $\dot{u} = -3$ . Тогда  $U_K/\dot{u} = +1/3 U_A$ .

Если в ур. (82) мы подставим  $U_K = 0$ , то получим схему на фиг. 68, *е* с короткозамкнутой статорной рабочей цепью. В этом случае  $\dot{\mathcal{E}}_F = \dot{\mathcal{E}}_R$ , т. е. э. д. с. покоя компенсируется посредством э. д. с. вращения при малой скорости. Ур. (87) здесь больше не действительно.

#### 4. Уничтожение искрения

**а. Обмотка возбуждения в цепи якоря.** Ур. (87) определяет некомпенсированную остаточную э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_F$ , отнесенную к э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_{RN}$  при «номинальном режиме» как функцию относительной скорости вращения  $v = n/n_N$  и относительного потока возбуждения  $\chi = \Phi/\Phi_N$ . Режим работы двигателя определяется, однако, относительной скоростью вращения и относительным вращающим моментом  $m = M/M_N$ . Зависимость между  $\chi$  и  $m$  задается магнитной характеристикой двигателя.

Если мы возьмем для этого, например, характеристику в [Л. 68, фиг. 16], то, когда обмотка возбуждения обтекается током якоря, друг другу соответствуют следующие значения  $\chi$  и  $m$ :

$m = 0$	0,5	1	1,5	2
$\chi = 0$	0,805	1	1,1	1,15

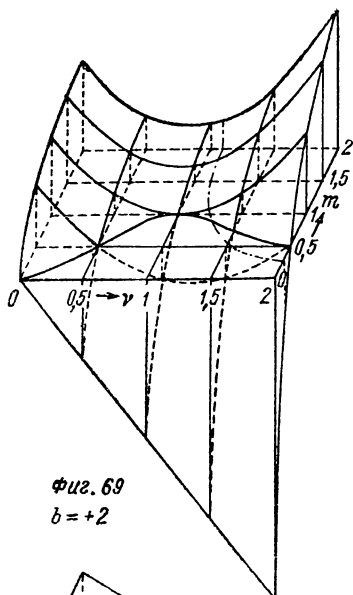
Относительная э. д. с. искрения по ур. (87) зависит еще от отношения соответствующего коэффициента мощности  $\cos \varphi'$  к  $\cos \varphi'_N$  ( $\epsilon = 0$ ) при номинальной нагрузке. Чтобы легче было видеть влияние величины  $b$  на уничтожение искрения, мы подставим сначала  $\cos \varphi'/\cos \varphi'_N = 1$  и покажем в конце раздела влияние отношения  $\cos \varphi'/\cos \varphi'_N$ .

На фиг. 69 до 73 относительные э. д. с. искрения  $\epsilon$  изображены ординатами над плоскостью  $v, m$  при значениях  $b = 2, 4, \pm\infty, -3$  и 0.

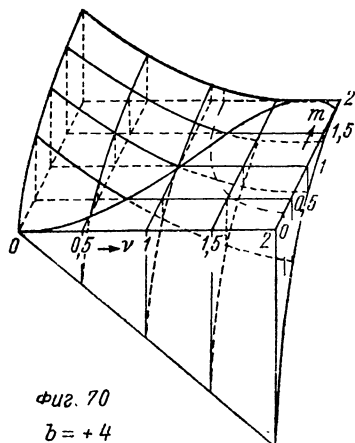
При малых относительных скоростях вращения (около  $v < 1$ ) напряжение искрения при всех вращающих моментах  $\chi$ , за исключением совсем малых ( $m < 0,1$ ), самое наименьшее для  $b = 2$  (фиг. 69) и возрастает в последовательности рисунков до фиг. 73. Если скорость вращения ниже номинальной, особенно при большом вращающем моменте, часто бывает, что для уничтожения искрения самыми благоприятными оказываются значения  $2 \leq b \leq 4$ .

При большой скорости вращения и очень малом вращающем моменте (примерно  $v \approx 2$  и  $m \approx 0$ )  $\epsilon$  для  $b = 2$  очень велико, но падает с возрастанием  $b$  до  $b = \infty$  и далее от  $b = -\infty$  до 0. При  $b = 0$  (фиг. 73) для  $m = 0$  будет также  $\epsilon = 0$ .

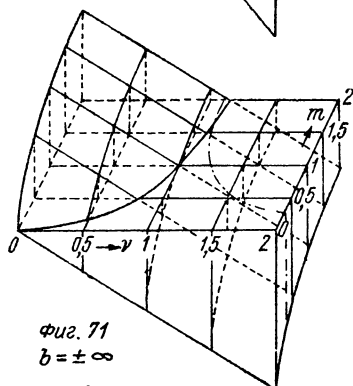
При большой скорости вращения ( $v > 1$ ) и большим вращающим моменте ( $m > 1$ )  $\epsilon$  падает от  $b = 2$ , при  $b = 4$  будет почти нуль и возрастает затем, меняя знак, от  $b = \pm\infty$  до  $b = 0$ . Если скорость  $n > n_N$  получается при высоком вращающем моменте, то самое благоприятное  $b = 4$ .



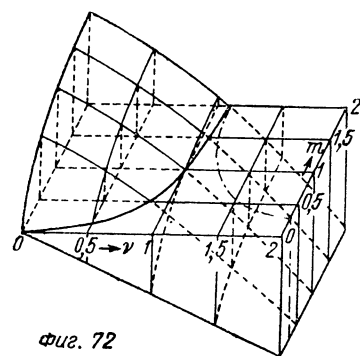
Фиг. 69  
 $b = +2$



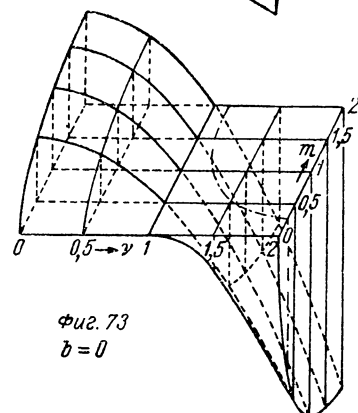
Фиг. 70  
 $b = +4$



Фиг. 71  
 $b = \pm \infty$



Фиг. 72  
 $b = -3$



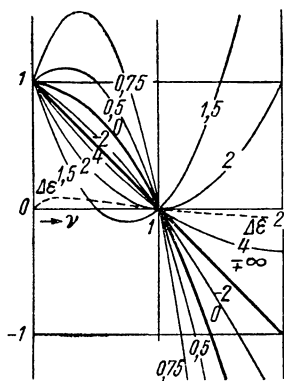
Фиг. 73  
 $b = 0$

Фиг. 69 до 73. Относительная э. д. с. искрения  $\varepsilon$  по ур. (87) при  $\cos \varphi' / \cos \varphi'_N = 1$  при различных значениях  $b$  [ур. (89b)] в зависимости от  $m$  и  $v$ . Масштаб ординат: 1 при  $m = 1$  и  $v = 0$  для всех рисунков. Обмотка возбуждения в цепи якоря.

Если, наконец, встречаются все значения нагрузки вплоть до двойной номинальной скорости и двойного номинального момента, тогда самое благоприятное  $b = -3$ , так как наибольшая величина  $\varepsilon$  при этом получается наименьшей.

Выбор схемы, принимая во внимание уничтожение искрения, зависит, таким образом, от вида нагрузки. Если, например, вращающий момент пропорционален скорости вращения, то очень благоприятно  $b = 4$ , потому что при этом для всех режимов нагрузки  $\varepsilon \approx 0$ . Особым случаем, встречающимся в тяге, является тот, когда пуск производится примерно при  $m = 2$  до приблизительно  $v = 1,1$  посредством изменения напряжения на зажимах. При наибольшем достигнутом напряжении на зажимах вращающий момент затем падает с увеличением скорости примерно по штрихпунктирной кривой, которая нанесена в плоскости  $v, m$  фиг. 69 до 73. В пусковой области ( $m = 2, 0 \leq v \leq 1,1$ ) значения  $2 \leq b \leq \infty$  достаточно благоприятны; при более низких значениях для  $b, \varepsilon$  очень быстро падает, при высших менее быстро, но зато достигает при  $v = 1,1$  несколько меньших значений. Для второй части рабочего режима, где двигатель при постоянном напряжении на зажимах предоставлен самому себе, э. д. с. искрения для  $b = 2$  самая наименьшая и становится все больше в последовательности фиг. 69 до 72.

Схема по фиг. 68, *f*, при которой для регулирования смещается общая точка присоединения компенсационной обмотки и обмотки якоря на трансформаторе, была применена Александрсоном [Л. 70] в его «последовательно-репульсионном двигателе» с коэффициентом трансформации  $\dot{u} = 2$  и обмоткой возбуждения в цепи якоря для рабочего включения. При пуске, однако, он включал обмотку возбуждения, не меняя числа ее витков, в цепь компенсационной обмотки и замыкал накоротко обмотку якоря. Полный ток возбуждения при пуске был, таким образом, для того же тока якоря вдвое меньше, чем при рабочем включении, и двигатель пускался с ослаблением потока по схеме фиг. 68, *g*, как репульсионный двигатель. Преимуществом схемы фиг. 68, *f*, которое она имеет, так же как и схема фиг. 68, *e*, является то, что регулирующий выключатель проводит только разность токов обмотки якоря и компенсационной обмотки. Недостатком двигателя Александрсона является то, что при коэффициенте трансформации  $\dot{u} = 2$  и наилучших условиях уничтожения искрения для  $b = 2$  нормальная скорость вращения по ур. (89а) равна синхронной, следовательно, двигатель должен иметь относительно малое число полюсов. Большие размеры и большой вес делают его поэтому мало пригодным для тяги.



Фиг. 74.  $\varepsilon$  по ур. (87) (при  $\cos \varphi' / \cos \varphi \approx 1$ ) при номинальном моменте и различных  $b$  в зависимости от  $n/n_N$ ;  $\Delta \varepsilon$  при  $\cos \varphi'_N = 0,95$  и  $b/(b-1) = 1$ .

На фиг. 74 сопоставлены кривые относительной э. д. с. искрения  $\varepsilon$  при номинальном моменте ( $m = 1$ ) в области скоростей вращения  $0 \leq v \leq 2$  (сплошные кривые). Исходя от  $b = -\infty$  ( $b = -2; 0; 0,5; 0,75$ ) до  $b = +1$ , мы видим, что уничтожение искрения становится тем неблагоприятнее, чем больше  $b$ . Для  $0 < b < 1$  э. д. с. искрения в некоторой области скоростей вращения ниже номинальной скорости оказывается даже большей, нежели э. д. с. покоя  $\varepsilon_R$ . Величины э. д. с. искрения становятся тем больше, чем больше  $b$  приближается к значению единица. Если мы будем уменьшать  $b$  от  $+\infty$  до 1, то условия уничтожения искрения сначала становятся благоприятнее ( $b = 4; 2; 1,5$ ), чтобы, однако, при значениях  $b$ , близких к единице, вновь оказаться весьма неблагоприятными. Эти кривые, естественно, не дают полного впечатления, так как они справедливы только для номинального момента.

Теперь мы должны еще показать влияние отношения  $\cos \varphi' / \cos \varphi'_N$ , которое для кривых на фиг. 69 до 74 нами было положено равным единице. Принимая

во внимание это отношение, нужно к  $\epsilon$ , рассчитанному по ур. (87) при  $\cos \varphi'_N / \cos \varphi'_N = 1$ , прибавить еще выражение

$$\Delta \epsilon = \left(1 - \frac{\cos \varphi'}{\cos \varphi'_N}\right) \nu \cdot \frac{b}{b-1}. \quad (90)$$

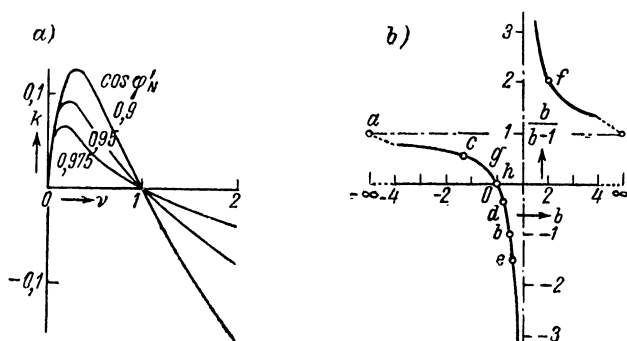
В этом случае (см. фиг. 57, б)

$$\operatorname{tg} \varphi' = \frac{E_E}{E} = \frac{\chi E_{EN}}{\chi_N E_N} = \frac{1}{\nu} \operatorname{tg} \varphi'_N. \quad (90a)$$

При этом мы получим первый коэффициент в ур. (90):

$$k = \left(1 - \frac{\cos \varphi'}{\cos \varphi'_N}\right) \nu = \left(1 - \nu \sqrt{\frac{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi'_N}{\nu^2 + \operatorname{tg}^2 \varphi'_N}}\right) \nu. \quad (90b)$$

Это выражение, не зависящее от вращающего момента, приведено на фиг. 75, а в зависимости от  $\nu$  при  $\cos \varphi'_N$  равных 0,9; 0,95 и 0,975. Чтобы получить  $\Delta \epsilon$ ,



Фиг. 75. а) Коэффициент  $k$  [ур. 90b)]; б)  $b/(b-1)$  в зависимости от  $b$  [см. ур. (90)].

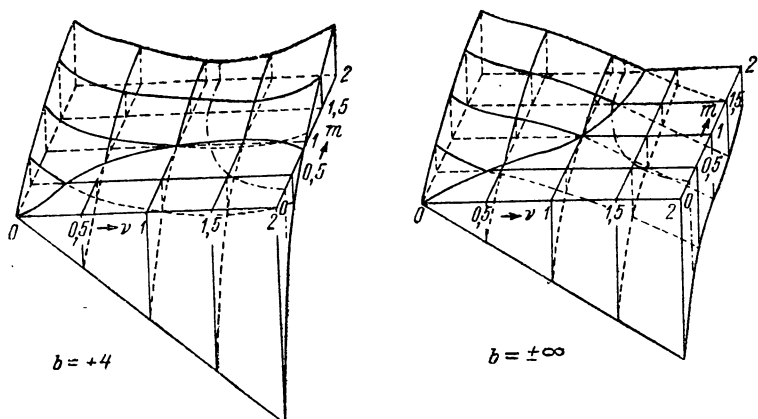
мы должны еще  $k$  умножить на  $b/(b-1)$ . Фиг. 75, б дает это выражение в зависимости от  $b$ ; маленькие кружочки с написанными буквами  $a$  до  $h$  указывают на схемы, представленные на фиг. 68, а до  $h$ . Соответственно тому  $b/(b-1) \geq 1$ , величина  $\Delta \epsilon$  будет больше или меньше чем  $k$ . Для положительных значений  $b/(b-1)$  в области  $0 < \nu < 1$   $\Delta \epsilon$  положительно, а в области  $1 < \nu < 2$  отрицательно; для отрицательных  $b/(b-1)$  получается наоборот.

На фиг. 74 изображено  $\Delta \epsilon$  при  $\cos \varphi'_N = 0,95$  и  $b/(b-1) = 1$ , т. е.  $b = \pm \infty$ , посредством штриховой кривой. У последовательных двигателей для тяги на  $16^{2/3} \text{ гц}$   $\cos \varphi'_N$  обычно больше 0,95, но у двигателей двойного питания может быть и значительно меньше.

## б. Обмотка возбуждения в первичной цепи трансформатора.

Ур. (87) для относительной э. д. с. искрения действительно также и для схемы, в которой обмотка возбуждения обтекается первичным током трансформатора, как, например, в схеме по фиг. 62, а. Но соответствующие значения  $m$ ,  $\chi$  и  $\nu$  будут при этом другие, чем когда обмотка возбуждения обтекается током якоря. В разд. В5б мы показали, как могут быть определены соответствующие величины.

В предположении, что при номинальном режиме э. д. с., индуцированная в обмотке возбуждения потоком возбуждения, составляет утроенное падение



Фиг. 76 и 77. Относительная э. д. с. искрения  $\epsilon$  в зависимости от  $m$  и  $v$ . Масштаб ординат, как и на фиг. 69 до 73. Обмотка возбуждения в первичной цепи трансформатора.

напряжения рассеяния, на фиг. 76 и 77 представлены относительные э. д. с. искрения для  $b = 4$  и  $b = \pm \infty$ , которые, как мы видим путем сравнения с фиг. 70 и 71, оказываются меньше, чем при включении обмотки возбуждения в цепь якоря.

## 5. Практическое применение схем регулирования по фиг. 68, а до $i$

Из этих схем здесь следует исключить граничный случай фиг. 68,  $i$ , поскольку при этом э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  не компенсируется никакой э. д. с. вращения (обычный последовательный двигатель).

Схема фиг. 68,  $g$  пригодна только тогда, когда скорость вращения, при которой э. д. с. покоя полностью компенсируется, есть синхронная ( $c = 1$ ). Поэтому число полюсов должно быть выбрано меньшим, чем в прочих схемах, из-за чего двигатель становится тяжелее. Но схема фиг. 68,  $g$ , наряду с простотой, имеет то преимущество, что напряжение и ток статорной обмотки могут быть наилучшим образом подобраны для регулировочного выключателя. Уничтожение искрения здесь не особенно благоприятно (см. фиг. 73 и 74); но, как и при схеме с обмоткой возбуждения в первичной цепи трансформатора, э. д. с. вращения  $\mathcal{E}_B$  здесь оказывается точно в противофазе с э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$ , если обмотка возбуждения находится в цепи статорной рабочей обмотки, и если падениями напряжения пренебрегается.

Схемы фиг. 68,  $b$ ,  $d$  и  $e$  для уничтожения искрения неблагоприятны потому, что  $0 < b < 1$  (см. фиг. 74). Они становятся тем неблагоприятнее, чем выше лежит требуемая степень скорости вращения. Но схема фиг. 68,  $b$  имеет то преимущество, что статорная

рабочая обмотка, к которой приложено регулирующее напряжение, может быть рассчитана на любое напряжение. Она может быть достаточно целесообразной при не слишком высоких скоростях вращения и известных видоизменениях схемы (см. [Л. 54, фиг. 6]). Схема фиг. 68, *e* имеет еще тот недостаток, что из-за малого коэффициента трансформации  $\dot{y}$  регулировочные токи становятся очень большими.

Остающиеся еще здесь схемы фиг. 68, *f*, *a*, *c*, *h* мы расположили примерно в последовательности качества уничтожения искрения, так что схема фиг. 68, *f* вообще является наиболее благоприятной. Особым преимуществом этой схемы, которое она имеет по сравнению со схемой фиг. 68, *e*, является то, что регулировочный выключатель должен быть рассчитан только на разность якорного и статорного токов. С другой стороны, схема по фиг. 68, *h* имеет тот недостаток, что ток, протекающий через регулировочный выключатель относительно велик, а именно, равен сумме тока якоря и тока в статорной рабочей цепи.

Наши исследования ограничивались компенсацией э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  и при этом также пренебрегалось падениями напряжения. Учет падений напряжения и компенсации э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_W$  принципиально может быть сделан, как и в разд. В4с, а расчет индуктивных сопротивлений — как в разд. К7.

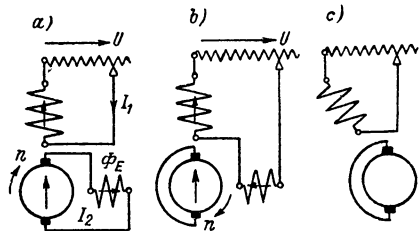
В тяге двигателя двойного питания вытесняются простыми последовательными двигателями. Но они могут, по крайней мере в некоторых схемах (фиг. 68, *a*), вновь приобрести значение, чтобы при дальнейшем повышении мощностей избежать опасности кругового огня (см. разд. А2е).

## D. РЕПУЛЬСИОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

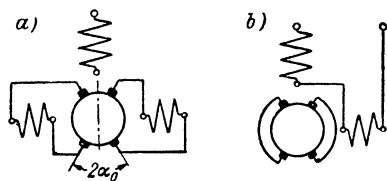
### 1. Репульсионные двигатели с постоянным положением щеток

**а. Обзор.** У репульсионных двигателей напряжение к цепи ротора подводится исключительно посредством индукции от статорной обмотки. С этими двигателями мы уже познакомились как с граничными случаями двигателей двойного питания в разд. С3б. Обмотка возбуждения, находящаяся на статоре, при этом может возбуждаться либо током ротора, фиг. 78, *a*, либо током статора, фиг. 78, *b*. В последнем случае двигатель называют также репульсионным двигателем А т к и н с о н а [Л. 118]. Обе схемы получаются из схем двигателя двойного питания по фиг. 60, *a* и 61, *a*, если напряжение, подводимое к ротору,  $U_A = 0$ . Обе статорные обмотки на фиг. 78, *b* могут также объединяться в одну, как это показано на фиг. 78, *c*. Если репульсионный двигатель выполняется с двойным комплектом щеток (фиг. 79, *a* и *b*), то при возбуждении током ротора следует включать каждый комплект щеток на особую обмотку возбуждения, как это указано на фиг. 79, *a*.

Регулирование репульсионного двигателя при постоянном положении щеток осуществляется изменением напряжения в цепи статора, для чего, как и у последовательного двигателя, может применяться ступенчатый трансформатор. Преимуществом репульсионного двигателя является то, что напряжение статорной обмотки выбирается независимо от напряжения на роторе, и тем самым ступенчатый переключатель может работать при малых токах. Этому преимуществу препятствует то, что, как мы видели в разд. С4, по условиям уничтожения искрения, репульсионный двигатель не может работать при скоростях вращения, значительно превышающих синхронную. С напряжением статора изменяется также



Фиг. 78. Репульсионные двигатели: а) обмотка возбуждения в якорной цепи; б) — в статорной цепи; в) — без специальной обмотки возбуждения.



Фиг. 79. Двойной комплект щеток; а) обмотка возбуждения в якорной цепи, б) — в статорной цепи.

и магнитное насыщение по рабочей оси (линия, соединяющая щетки), которое ограничивается, если принять во внимание намагничивающий ток, по оси статорной рабочей обмотки.

**в. Возбуждение током ротора (фиг. 78, а).** При этой схеме ток статора не участвует в создании потока возбуждения  $\Phi_E$  (перпендикулярный к оси щеток). Направление вращения получается поэтому, как у обычного последовательного двигателя, при схеме по фиг. 78, а в направлении часовой стрелки.

С учетом направлений стрелок по фиг. 78, а уравнения напряжений получаются:

$$\dot{U} + (R_1 + jX_{1\sigma}) I_1 = \dot{E}_1; [R_2 + j(X_{2\sigma} + X_{Eh})] I_2 = \dot{E}_2 + \dot{E}, \quad (91a \text{ и } b)$$

где  $R_1$  и  $X_{1\sigma}$  и  $R_2$  и  $X_{2\sigma}$  обозначают активные и реактивные сопротивления рассеяния, а  $\dot{E}_1$  и  $\dot{E}_2$  — э. д. с. покоя, индуцированные главным потоком  $\Phi_1$  (по оси рабочей обмотки) в статоре и соответственно в цепи ротора,  $X_{Eh}$  — главное реактивное сопротивление обмотки возбуждения и  $\dot{E}$  — э. д. с. вращения, индуцированную в обмотке ротора.

Здесь и в последующих разделах мы пренебрегаем потерями в железе и потерями в секциях ротора, перекрытых щетками. Для (первичного) намагничивающего тока для создания потока  $\Phi_1$  мы можем тогда написать:

$$I_\mu = I_1 + I_2' \quad \text{при} \quad I_2' = \ddot{u} I_2 \quad \text{и} \quad \ddot{u} = \frac{\xi_2 \omega_2}{\xi_1 \omega_1}. \quad (92a \text{ до } c)$$

Произведение  $\xi_2 w_2$  обмоточного коэффициента и числа витков обмотки ротора в общем случае, когда ширина секций роторной обмотки укорочена на угол  $2\beta$  (см. фиг. 2, *d*), а также установлены хордовые щетки с углом  $2\alpha_0$  (см. фиг. 1, *d* и 2 при  $\alpha = \alpha_0$ ), мы можем рассчитывать по ур. (148), т. I, если примем синусоидальным распределение потока  $\Phi_1$  по окружности якоря. Если мы рассчитаем обмоточный коэффициент  $\xi_2'$  по этому уравнению при

$$\gamma = (\pi - 2\alpha_0)/\pi \text{ и } \zeta = \sin W/\tau \cdot \pi/2 = \cos \beta, \quad (93a \text{ и } b)$$

то получим

$$\xi_2' = \frac{\sin(\pi/2 - \alpha_0)}{\pi/2 - \alpha_0} \cos \beta = \frac{\cos \alpha_0}{\pi/2 - \alpha_0} \cos \beta \quad (93c)$$

и основное число витков

$$w_2' = (\pi - 2\alpha_0)/\pi \cdot w_2. \quad (93d)$$

При этом мы получим

$$\xi_2 w_2 = \xi_2' w_2' = 2/\pi \cdot \cos \alpha_0 \cdot \cos \beta \cdot w_2 \quad (93e)$$

и

$$\xi_2 = 2/\pi \cdot \cos \alpha_0 \cdot \cos \beta. \quad (93)$$

Главное реактивное сопротивление обмотки возбуждения будет:

$$X_{Eh} = \sqrt{2} \pi f \xi_E w_E \Phi_E / I_2, \quad (94a)$$

где  $\Phi_E$  — поток в зазоре, созданный обмоткой возбуждения. Для э. д. с., индуцированных потоком в зазоре  $\Phi_1$ , в обеих рабочих обмотках, напомним:

$$\dot{E}_1 = -j X_{1h} I_\mu; \quad \dot{E}_2 = -j \frac{X_{2h}}{u} I_\mu = -j u X_{1h} I_\mu. \quad (94b \text{ и } c)$$

Поток  $\Phi$ , определяющий для вращающего момента и э. д. с. вращения в обмотке якоря, является частью потока  $\Phi_E$ , созданного обмоткой возбуждения;  $\Phi$  получается как среднее значение потоков, сцепляющихся с секциями ротора, перекрытыми щетками. Таким образом имеем отношение (см. фиг. 2, *d* до *f*):

$$\zeta = \frac{\Phi}{\Phi_E} = \frac{\int_{\beta - \alpha_0}^{\pi - (\beta + \alpha_0)} \sin \alpha d\alpha + \int_{\alpha_0 + \beta}^{\pi - (\beta - \alpha_0)} \sin \alpha d\alpha}{2 \int_0^\pi \sin \alpha d\alpha} = \cos \alpha_0 \cos \beta = \frac{\pi}{2} \xi_2. \quad (95a)$$

По правилу 2 в разд. А3а и ур. (2b) ( $E \equiv E_B$ ;  $\omega = \omega_2$ ), ур. (94a) и (95a) мы получаем:

$$\dot{E} = -\gamma \frac{\xi_2 w_2}{\xi_E w_E} X_{Eh} I_2, \text{ где } \gamma = \frac{n}{n_1} = \frac{np}{f}; \quad (95b \text{ и } c)$$



$v$  есть скорость вращения, деленная на синхронную скорость вращения  $n_1 = f/p$ .

Если потоки пропорциональны токам, т. е. магнитные характеристики  $\Phi_1 (I_\mu)$  и  $\Phi_E (I_2)$  прямолинейны, то  $X_{1h}$  и  $X_{Eh}$  постоянны. В этом случае, при обычном выполнении репульсионного двигателя с постоянной величиной зазора вдоль окружности якоря

$$X_{Eh} = \ddot{u}_E^2 X_{2h} \quad \text{при} \quad \ddot{u}_E = \frac{\xi_E \omega_E}{\xi_2 \omega_2}, \quad (96a \text{ и } b)$$

и мы можем для э. д. с. вращения  $\dot{E}$  вместо ур. (95b) также написать

$$\dot{E} = -v \ddot{u}_E X_{2h} I_2. \quad (95b')$$

При криволинейных характеристиках  $X_{1h}$  зависит от  $X_E$  и наоборот; в разд. 5с мы увидим, как можно учесть это влияние. Здесь для простоты мы предположим постоянными значения реактивных сопротивлений и введем э. д. с. вращения по ур. (95b').

Если мы подставим в ур. (91a и b) э. д. с. по ур. (94b, c) и (95b') и учтем ур. (92a) и (96a), то можем их решить относительно токов

$$I_1 \text{ и } I_2. \text{ Если мы при этом введем еще сокращения} \\ X_1 = X_{1h} + X_{1\sigma}; \quad X_2 = X_{2h} + X_{2\sigma}; \quad (97a \text{ и } b)$$

$$r_1 = \frac{R_1}{X_1}; \quad r_2 = \frac{R_2}{X_2}, \quad \sigma_1 = \frac{X_{1\sigma}}{X_{1h}}; \quad \sigma_2 = \frac{X_{2\sigma}}{X_{2h}};$$

$$\sigma = 1 - \frac{X_{1h} X_{2h}}{X_1 X_2} \quad (97c \text{ и } g)$$

и

$$a = \left( r_2 + \frac{u_E^v}{1 + \sigma_2} \right) r_1 - \frac{u_E^2}{1 + \sigma_2} - \sigma; \quad (98a)$$

$$b = \left( 1 + \frac{u_E^2}{1 + \sigma_2} \right) r_1 + r_2 + \frac{u_E^v}{1 + \sigma_2}; \quad (98b)$$

$$c = r_2 + \frac{u_E^v}{1 + \sigma_2}; \quad d = 1 + \frac{u_E^2}{1 + \sigma_2}, \quad (98c \text{ и } d)$$

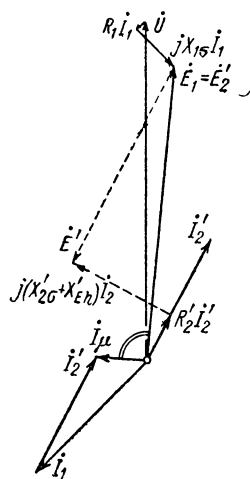
то получим для токов:

$$I_1 = -\frac{c + jd}{a + jb} \cdot \frac{\dot{U}}{X_1}; \quad (99a)$$

$$I_2 = \frac{-j}{c + jd} \cdot \frac{I_1}{(1 + \sigma_2) u}. \quad (99b)$$

Коэффициент мощности получается из отношения активной составляющей первичного тока к полному току.

Развиваемый в машине (внутренний) вращающий момент по ур. (14) пропорционален произведению тока ротора  $I_2$  и потока  $\Phi$  и получается из электромагнитной мощности вращения,



Фиг. 80. Векторная диаграмма для двигателя по разд. 3b;

$$v = 0,9; \quad M = 1,29 \text{ кгм.}$$

если последнюю разделить на угловую скорость ротора  $\Omega = 2\pi n = 2\pi f v / p$ , как

$$m = - \frac{p}{2\pi f} \frac{e i_2}{v}. \quad (100)$$

Таким образом, вращающий момент пульсирует около некоторого среднего значения таким же образом, как мы это установили в разд. А4. Если мы ограничимся этим средним значением и примем синусоидальным изменения во времени тока  $i_2$  и э. д. с.  $e$ , то по ур. (95b') получим для среднего вращающего момента:

$$M = - \frac{p}{2\pi f} \frac{E i_2}{v} = \frac{p}{2\pi f} \ddot{u}_E X_{2h} I_2^2 \quad (100a)$$

или с учетом ур. (99a и b)

$$M = \frac{p}{2\pi f} \frac{\ddot{u}_E X_{2h}}{a^2 + b^2} \frac{U^2}{\ddot{u}^2 (1 + \sigma_2)^2 X_1^2} = \frac{p}{2\pi f} \frac{(1 - \sigma) \ddot{u}_E}{a^2 + b^2} \frac{U^2}{(1 + \sigma_2) X_1}. \quad (100b)$$

Если мы подставим в последнее уравнение  $f$  в  $гц$ ,  $U$  в  $в$  и  $X_1$  в  $ом$ , то мы должны разделить его еще на 9,8, чтобы получить вращающий момент в  $кгм$ .

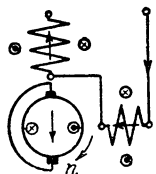
Рабочие характеристики в функции вращающего момента мы можем определить, задаваясь различными относительными скоростями вращения  $v = n/n_1$  и рассчитывая по ур. (99a и b) токи и коэффициенты мощности, а по ур. (100b) вращающие моменты. Кривые имеют характер, подобный кривым для репульсионного двигателя со сдвигом щеток, на чем мы подробнее остановимся в разд. 3 и 4. Скоростные характеристики в значительной степени совпадают с характеристиками последовательного двигателя, но коэффициент мощности хуже, потому что по рабочей оси должно также создаваться магнитное поле значительной величины (поток  $\Phi_1$ ), для возбуждения которого необходим намагничивающий ток  $I_\mu$ . Уничтожение искрения мы уже рассмотрели в разд. С4.

Мы ограничимся здесь тем, что изобразим векторную диаграмму для одного практического случая, которую позднее сравним с соответствующими диаграммами при статорном возбуждении и компенсированном репульсионном двигателе.

В основу положим репульсионный двигатель со сдвигом щеток, рассмотренный подробнее в разд. 3б. Мы предполагаем щетки сдвинутыми в положение по оси статорной обмотки и уложенную на полюсном делении специальную обмотку возбуждения, расположенную на статоре и рассчитанную таким образом, что  $\ddot{u}_E = 0,3$ . Для реактивного сопротивления  $X_{1h}$  примем среднее значение 12  $ом$ , реактивное сопротивление рассеяния вторичной цепи увеличим в отношении  $1 + \ddot{u}_E$ , чтобы учесть влияние рассеяния обмотки возбуждения; ее активным сопротивлением пренебрежем. Тогда  $X_1 = 12,67$   $ом$ ,  $r_1 = 0,0126$ ,  $r_2 = 0,0648$ ,  $\sigma_1 = 0,0558$ ,  $\sigma_2 = 0,0450$ ,  $\sigma = 0,1033$ .

На фиг. 80 в качестве примера приведена диаграмма для относительной скорости вращения  $v = 0,9$  и приблизительно номинального момента, а именно  $M = 1,29$   $кгм$  [см. ур. (91a и b)]. Согласно предыдущему, величины вторичной цепи приводятся к первичной обмотке статора, т. е. все величины напряжений делятся на  $\ddot{u} = 0,329$ , а токи умножаются на  $\ddot{u}$ .

с. Возбуждение током статора (фиг. 78, *б*). Направление вращения мы не можем здесь определять по направлениям стрелок,



Фиг. 81. Определение направления вращения.

а должны принимать во внимание действительную относительную фазу токов в якоре и в обмотке возбуждения. На фиг. 81 направление тока в статорной обмотке принято произвольно. Полный ток роторной обмотки должен, по существу, противодействовать полному току статорной обмотки, т. е. ток ротора должен иметь составляющую, которая на фиг. 81 в роторе обозначена посредством крестика и точки в кружках. Направление вращения отсюда получается по часовой стрелке.

При направлениях стрелок на фиг. 78, *б* имеем уравнения напряжений:

$$\begin{aligned} \dot{U} + [R_1 + j(X_{1\sigma} + X_{Eh})] \dot{I}_1 &= E_1; \\ (R_2 + jX_{2\sigma}) \dot{I}_2 &= \dot{E}_2 + \dot{E}, \end{aligned} \quad (101a \text{ и } b)$$

где отдельные величины имеют по смыслу те же значения, что и в разд. б, т. е.  $R_1$  — активное сопротивление,  $X_{1\sigma}$  — реактивное сопротивление рассеяния статорной рабочей обмотки и обмотки возбуждения. Намагничивающий ток (первичный) по оси статорной обмотки снова задается ур. (92а до с), для э. д. с.  $E_1$  и  $E_2$  действительны ур. (94 б и с) и для э. д. с. вращения, индуцированной в роторной обмотке, мы получаем по фиг. 78, *б* [см. ур. (95б)]

$$\dot{E} = \nu \frac{\xi_2 \omega_2}{\xi_E \omega_E} X_{Eh} \dot{I}_1. \quad (101c)$$

Если мы предположим здесь также постоянный воздушный зазор вдоль окружности якоря и прямолинейные магнитные характеристики по рабочей оси и оси возбуждения, то можем написать:

$$X_{Eh} = \ddot{u}_E^2 X_{1h} \quad \text{при} \quad \ddot{u}_E = \frac{\xi_E \omega_E}{\xi_1 \omega_1} \quad (102a \text{ и } b)$$

и получить при этом с  $\ddot{u}$  по ур. (92с):

$$\dot{E} = \nu \ddot{u} \ddot{u}_E X_{1h} \dot{I}_1. \quad (101d)$$

Если мы подставим в ур. (101а и б) значения для  $E_1$  [ур. (94б)],  $\dot{E}_2$  [ур. (94с)] и  $\dot{E}$  [ур. (101d)] и решим их относительно  $\dot{I}_1$  и  $\dot{I}_2$ , то получим с сокращениями по ур. (97а до г):

$$\begin{aligned} a = r_1 r_2 - \frac{\ddot{u}_E^2}{1 + \sigma_1} - \sigma; \quad b = r_1 + \left(1 + \frac{\ddot{u}_E^2}{1 + \sigma_1}\right) r_2 + \\ + (1 - \sigma) \ddot{u}_E \nu; \end{aligned} \quad (103a \text{ и } b)$$

$$\dot{I}_1 = -\frac{r_2 + j}{a + j\dot{b}} \cdot \frac{\dot{U}}{X_1}; \quad \dot{I}_2 = \frac{\ddot{u}_E \nu - j}{r_2 + j} \cdot \frac{\dot{I}_1}{(1 + \sigma_2) \ddot{u}}. \quad (104a \text{ и } b)$$

Активная мощность, соответствующая э. д. с. вращения по ур. (101d), будет:

$$EI_2 \cos(\dot{E}, I_2) = \dot{u} \ddot{u}_E X_{1h} I_1 I_2 \cos(I_1, I_2) = \\ = \dot{u} \ddot{u}_E X_{1h} \left[ \frac{I_2}{I_1} \right]_{\text{Re}} I_1^2, \quad (105a)$$

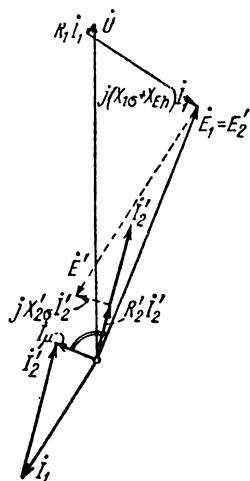
где по ур. (104b) действительная часть частного  $I_2/I_1$  [см. ур. (12) т. II]

$$\left[ \frac{I_2}{I_1} \right]_{\text{Re}} = \frac{I_2}{I_1} \cos(I_1, I_2) = \frac{\ddot{u}_E r_2 v - 1}{\ddot{u} (1 + r_2^2) (1 + \sigma_2)}. \quad (105b)$$

При этом мы получаем, если примем еще во внимание ур. (104a и б), **с р е д н и й в р а щ а ю щ и й м о м е н т**

$$M = - \frac{p}{2\pi f} \frac{EI_2 \cos(\dot{E}, I_2)}{v} = \frac{p}{2\pi f} \frac{(1 - \sigma) \ddot{u}_E}{a^2 + b^2} \cdot \frac{1 - \ddot{u}_E r_2 v}{X_1} U^2. \quad (105)$$

Для репульсионного двигателя, рассмотренного подробнее в разд. 3б, мы можем начертить векторную диаграмму. Предположим, что щетки сдвинуты на рабочую ось и в статоре заложена обмотка возбуждения, которая рассчитана так, что, как и в разд. б,  $\ddot{u}_E = 0,3$ . Реактивное сопротивление  $X_{1h}$  примем, как и в разд. б, 12 ом, и увеличим реактивное сопротивление рассеяния в первичной цепи в отношении  $1 + \ddot{u}_E^2$ . Тогда будет  $X_1 = 12,73$  ом,  $r_1 = 0,0126$ ,  $r_2 = 0,0648$ ,  $\sigma_1 = 0,0608$ ,  $\sigma_2 = 0,0405$ ,  $\sigma = 0,1038$ . При этих значениях на фиг. 82 построена векторная диаграмма репульсионного двигателя со статорным возбуждением для той же относительной скорости вращения  $v = 0,9$ , которой соответствует и фиг. 80. Вращающий момент получается  $M = 1,38$  кгм, т. е. несколько больше, чем в случае фиг. 80. Поток возбуждения, созданный током  $I_1$ , теперь уже больше не находится в фазе с рабочим током ротора  $I_2$ ; благодаря этому коэффициент мощности при возбуждении статорным током значительно улучшается, как это видно из сравнения фиг. 80 и 82.



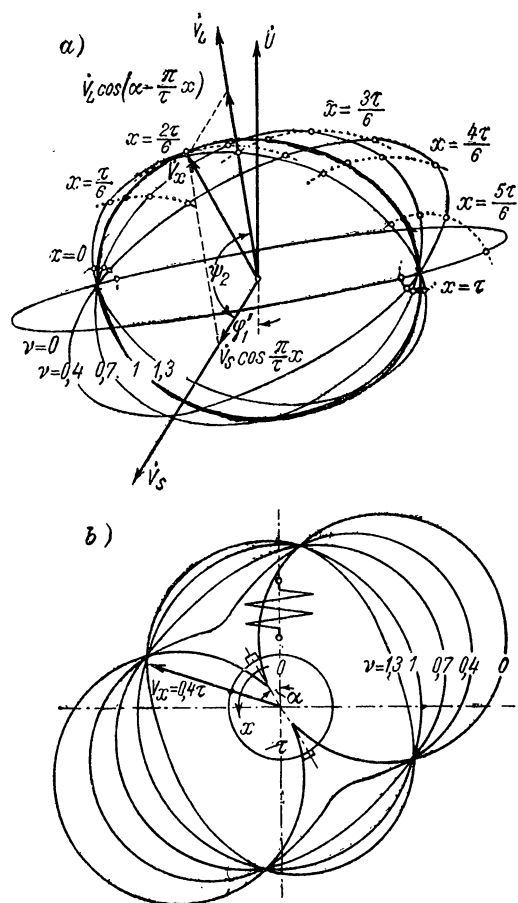
Фиг. 82. Векторная диаграмма для двигателя по разд. 3б;  $v = 0,9$ ,  $M = 1,38$  кгм.

Репульсионные двигатели с постоянным положением щеток не имеют большого практического применения, так как регулирование посредством изменения напряжения на зажимах при малых мощностях, для которых, как правило, применяются репульсионные двигатели, сравнительно дорого, а скорость вращения можно регулировать без всяких вспомогательных устройств исключительно посредством сдвига щеток. Мы будем подробно рассматривать в последующих разделах репульсионный двигатель с регулированием посредством сдвига щеток.

## 2. Регулирование посредством сдвига щеток

**а. Поле в воздушном зазоре.** Прежде всего мы произведем здесь исследования поля в воздушном зазоре; поскольку они имеют особенно большое значение для двигателей со сдвигом щеток, эти исследования вообще относятся и к ранее рассмотренным машинам.

Токи в статорной и роторной обмотках возбуждают ф и к т и в н ы е переменные поля с потоками  $\Phi_S$  и  $\Phi_L$ , которые сдвинуты на



Фиг. 83. а) Геометрические места временного вектора  $\dot{V}_x$  результирующей кривой возбужденного поля при  $\alpha = 30^\circ$  и различных  $\nu$ ; б) огибающие кривые амплитудных значений по окружности якоря.

пространственный фазовый угол  $\alpha$ , образуемый в двухполюсной схеме линией, соединяющей щетки с осью статорной обмотки. Так как токи статора и ротора не совпадают по фазе, наибольшие значения этих полей наступают не одновременно; следовательно, потоки оказываются смещенными по фазе не только в пространстве, но также и во времени. Согласно т. II, разд. I 4а и б, основные гармонические обоих полей образуют эллиптическое вращающееся поле.

Если мы обозначим через  $x$  точку на окружности якоря (фиг. 83, б), считая от оси статорной обмотки ( $x = 0$ ), а через  $\alpha$  угол, на который сдвинуты щетки (при двухполюсной машине) от оси статорной обмотки, и через  $\psi_2$  угол, на который ток в роторе отстает по фазе во времени относительно тока в статоре, то можем для мгновенного значения основной гармонической кривой возбужденного поля записать:

$$v_x = V_S \cos \omega t \cdot \cos \pi x / \tau + V_L \cos (\omega t - \psi_2) \cdot \cos (\alpha - \pi x / \tau), \quad (106)$$

где по ур. (96), т. II (при  $m = 2$ ), амплитуды будут:

$$V_S = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega_{151}}{p} I_1 \quad \text{и} \quad V_L = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega_{252}}{p} I_2. \quad (106a \text{ и } b)$$

Если мы напишем ур. (106) в форме

$$\dot{V}_x = \dot{V}_s \cos \pi x / \tau + \dot{V}_L \cos (\alpha - \pi x / \tau), \quad (107)$$

то  $\dot{V}_x$ ,  $\dot{V}_s$  и  $\dot{V}_L$  являются временными векторами. Конец результирующего временного вектора  $\dot{V}_x$  при изменении параметра  $x$  описет геометрическое место — эллипс. На фиг. 83, *a* графически определены по ур. (107) геометрические места для нескольких практических случаев ( $\alpha = 30^\circ$ ;  $v = 0; 0,4; 0,7; 1$  и  $1,3$ ) для двигателя, рассмотренного подробнее в разд. 3b. Для  $x = 0,4\tau$  и  $v = 1,3$  указано построение.<sup>1</sup>

Окружная скорость вращения эллиптического вращающегося поля, как очевидно из надписанных параметров  $x$  на фиг. 83, *a*, не постоянна. Она, как можно легко доказать, пропорциональна квадрату значения временного вектора  $\dot{V}_x$ . Если мы нанесем по окружности якоря амплитудные значения  $V_x$ , определенные из фиг. 83, *a* для различных отношений скоростей вращения  $v$ , то больше не получим эллипс, а кривую, представленную на фиг. 83, *b*. Кривые показывают, что амплитудные значения кривых возбужденного поля и их расположение по окружности якоря сильно зависят от режима работы машины (скорости вращения, нагрузки, щеточного угла).

Из кривой поля получается известным способом (см., например, фиг. 87, *a* и *b*, т. IV) индукция в воздушном зазоре. При пренебрежении магнитным насыщением железа (прямолинейная магнитная характеристика) существует пропорциональность между кривой возбужденного поля и кривой поля в воздушном зазоре. Посредством соответствующего распределения статорной обмотки можно сделать кривую возбужденного поля достаточно близкой к синусоидальной; это приблизительно получается также и у роторной обмотки в случае, если принять соответствующее сокращение обмотки или применить двойные щетки при хордовой обмотке (см. фиг. 3, *e*). В дальнейшем мы предполагаем, что фиктивная индукция каждой обмотки в воздушном зазоре распределена синусоидально. Далее мы предполагаем одинарные или двойные щетки, которые сдвигаются все вместе для регулирования скорости вращения.

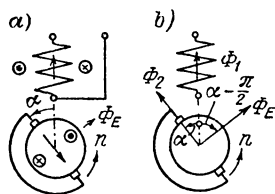
**б. Направление вращения.** Определяющим для вращающего момента является поток  $\Phi = \zeta \Phi_E$  (фиг. 84, *a*), охватываемый витками якоря, перекрытыми щетками. К этому потоку ток якоря ничего не добавляет, если мы не учитываем насыщения; следовательно, он находится в фазе с током статорной обмотки и по ур. (84a) и разд. A3d создает вращающий момент против часовой стрелки. Если щетки смещаются в другом направлении от оси симметрии

<sup>1</sup> Два временных вектора, параметры которых отличаются на  $90^\circ$ , являются сопряженными радиусами эллипса. Для вычерчивания эллипса достаточно поэтому расчетного или графического определения, например,  $\dot{V}_x = 0$  и  $\dot{V}_x = \tau/2$ . Построение главных осей эллипса по двум его сопряженным диаметрам смотри Хютте, том I, 27 изд., стр. 140.

статорной обмотки, то получается противоположное направление вращения. Двигатель вращается, таким образом, в том же направлении, в котором щетки сдвигаются с оси симметрии статорной обмотки, т. е. из «положения короткого замыкания». Но пусковым положением является, как мы увидим в разд. 3д, щеточный угол  $\alpha = 90^\circ$ . Таким образом, если щетки при пуске сдвигаются из этого положения — «положения холостого хода», то двигатель приходит во вращение в направлении, противоположном сдвигу щеток.

**с. Э. д. с. и уравнения напряжений.** Э. д. с., индуктированные в статоре и роторе, можно рассчитать, раскладывая эллиптическое поле на два вращающихся навстречу друг другу круговых вращающихся поля (т. II, разд. 14) или пульсирующих поля. Мы пойдем по второму пути. Для упрощения наших исследований примем сначала, что магнитные поля пропорциональны возбуждающим их токам (прямолинейная магнитная характеристика) и что каждая обмотка создает поле, распределенное синусоидально по окружности якоря. Тогда для потока действительно выражение [см. ур. (107)]:

$$\Phi_x = \Phi_s \cos \pi x / \tau + \Phi_L \cos (\alpha - \pi x / \tau). \quad (108)$$



Фиг. 84. а) Определение направления вращения; б) направления потоков.

В дальнейшем мы пренебрегаем потерями в железе, покрываемыми сетью, и влиянием токов, которые протекают поперек щеток в витках ротора, перекрытых щетками, и принимаем переходное сопротивление щеток неизменным.

При нашем допущении, что магнитная характеристика есть прямая, проходящая через начало координат, главные реактивные сопротивления обмоток также не зависят от токов, и безразлично, по каким осям мы разложим результирующее магнитное поле. Расчет будет наиболее наглядным, если наряду с потоками  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  мы введем еще составляющую потока  $\Phi_E$ , перпендикулярную к оси щеток (фиг. 84, б). Э. д. с., индуктированная в обмотке ротора, состоит тогда из э. д. с. покоя  $E_2$  и э. д. с. вращения  $\dot{E}$ ;  $\dot{E}_2$  пропорциональна (действительному) потоку  $\Phi_2$  по оси щеток (см. фиг. 84, б),  $\dot{E}$  пропорциональна потоку

$$\dot{\Phi} = \zeta \dot{\Phi}_E \quad (109)$$

(и скорости вращения);  $\Phi_E$  (действительный) поток, перпендикулярный оси ротора. [В ур. (95а) для  $\zeta$  нельзя путать  $\alpha_0$  с введенным здесь углом сдвига щеток  $\alpha$ ;  $\alpha_0$  в ур. (95а) (см. также фиг. 1, а до d), при  $\alpha_0 = \alpha$  только при хордовых щетках больше нуля]. Э. д. с. покоя  $E_1$ , индуктированная в статорной обмотке, пропорциональна (действительному) потоку  $\Phi_1$  по оси статора.

Если обозначить  $\xi_1$  и  $\xi_2$  обмоточные коэффициенты для основной гармонической,  $\omega_1$  и  $\omega_2$  числа витков обмоток статора и ротора,

$f$  частоту сети и  $v = n/n_1$  скорость вращения, деленную на синхронную скорость вращения  $n_1 = f/p$ , то при направлениях стрелок по фиг. 84, *b* и направлении вращения по фиг. 84, *a* будет:

$$\begin{aligned} \dot{E}_1 &= -j\sqrt{2} \pi \xi_1 \omega_1 f \dot{\Phi}_1; \\ \dot{E}_2 &= -j\sqrt{2} \pi \xi_2 \omega_2 f \dot{\Phi}_2 \quad (109a \text{ и } b) \\ \text{и по ур. (2b) с учетом ур. (95a и c)} \\ \dot{E} &= \sqrt{2} \pi \xi_2 \omega_2 v f \dot{\Phi}_E. \quad (109c) \end{aligned}$$

Здесь [соответственно (ур. 108)]

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_1 &= \dot{\Phi}_S + \dot{\Phi}_L \cos \alpha; \quad \dot{\Phi}_2 = \dot{\Phi}_L + \\ &+ \dot{\Phi}_S \cos \alpha; \quad \dot{\Phi}_E = \dot{\Phi}_S \sin \alpha, \quad (110a \text{ до } c) \end{aligned}$$

если  $\dot{\Phi}_S$  и  $\dot{\Phi}_L$  обозначают фиктивные потоки, возбужденные токами статора и ротора.

Если мы введем главное реактивное сопротивление  $X_{1h}$  статорной обмотки [ур. (66a), т. II], коэффициент трансформации с роторной на статорную обмотку при положении щеток по оси статорной обмотки (положение короткого замыкания  $\alpha = 0$ )

$$\ddot{u} = \omega_2 \xi_2 / \omega_1 \xi_1 \quad (111)$$

и главное реактивное сопротивление роторной обмотки  $X_{2h} = \ddot{u}^2 X_{1h}$  при этом положении щеток, то ур. (109a до c) при

$$\dot{\Phi}_S = \frac{X_{1h} I_1}{\sqrt{2} \pi f \xi_1 \omega_1} = \frac{X_{2h}}{\sqrt{2} \pi f \xi_2 \omega_2} \frac{I_1}{\ddot{u}}; \quad (111a)$$

$$\dot{\Phi}_L = \frac{X_{2h} I_2}{\sqrt{2} \pi f \xi_2 \omega_2} = \frac{X_{1h}}{\sqrt{2} \pi f \xi_1 \omega_1} \ddot{u} I_2 \quad (111b)$$

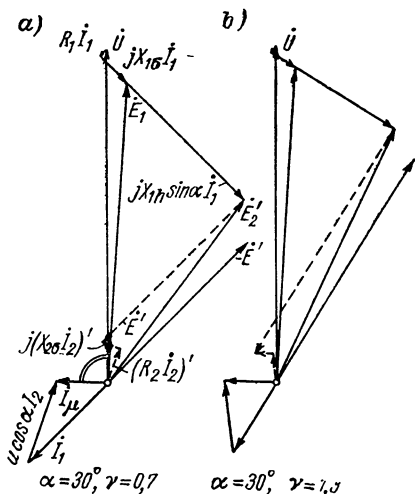
перейдут в

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_1 &= -jX_{1h} (I_1 + \ddot{u} I_2 \cos \alpha), \\ \dot{E}_2 &= -jX_{2h} \left( \frac{I_1}{\ddot{u}} \cos \alpha + I_2 \right) \quad \text{и} \quad \dot{E} = v X_{2h} \frac{I_1}{\ddot{u}} \sin \alpha. \end{aligned} \right\} \quad (112a \text{ до } c)$$

Если  $R_1$  и  $R_2$  — активные сопротивления,  $X_{1\sigma}$  и  $X_{2\sigma}$  — реактивные сопротивления рассеяния статорной и роторной обмоток, причем в  $R_2$  должно быть включено и переходное сопротивление щеток, то уравнения напряжений для статора и ротора гласят:

$$\dot{U} + (R_1 + jX_{1\sigma}) I_1 = \dot{E}_1 \quad (113a)$$

$$(R_2 + jX_{2\sigma}) I_2 = \dot{E}_2 + \dot{E}. \quad (113b)$$



Фиг. 85. Векторные диаграммы для двух режимов нагрузки.



**д. Уравнения токов.** Намагничивающий ток в обмотке статора для создания потока  $\Phi_1$

$$I_\mu = I_1 + \ddot{u} I_2 \cos \alpha. \quad (113c)$$

Из уравнений напряжений (113а и б), путем подстановки ур. (112а до с) можно получить уравнения для тока статора и тока ротора. При сокращениях по ур. (97а до г) и при

$$a = (r_1 r_2 - \sin^2 \alpha - \sigma \cos^2 \alpha); \quad b = r_1 + r_2 + v(1 - \sigma) \sin \alpha \cdot \cos \alpha \quad (114а и б)$$

получается, как в разд. Ib и с,

$$I_2 = \frac{v \sin \alpha - j \cos \alpha}{r_2 + j} \cdot \frac{I_1}{\ddot{u} (1 + \sigma_2)}; \quad (115а)$$

$$I_2 = \sqrt{\frac{v^2 \sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha}{1 + r_2^2}} \cdot \frac{I_1}{\ddot{u} (1 + \sigma_2)}; \quad (115б)$$

$$I_{1w} = -\frac{ar_2 + b}{a^2 + b^2} \cdot \frac{\dot{U}}{X_1}; \quad I_{1b} = -j \frac{a - br_2}{a^2 + b^2} \cdot \frac{\dot{U}}{X_1};$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{1 + r_2^2}{a^2 + b^2}} \cdot \frac{U}{X_1} \quad (116а до с)$$

и первичный коэффициент мощности

$$\cos \varphi_1 = \frac{I_{1w}}{I_1} = \frac{ar_2 + b}{\sqrt{a^2 + b^2} \cdot \sqrt{1 + r_2^2}}. \quad (117)$$

На фиг. 85,  $a$  и  $b$  представлены векторные диаграммы [см. ур. (113а до с)] для указанных там режимов нагрузки, для которых в разд. 3б приведены данные двигателя. При этом для наглядности величины вторичных напряжений умножены на отношение  $\cos \alpha / \ddot{u}$  и отмечены штрихами. С учетом ур. (112а и б) посредством простого преобразования получается:

$$\dot{E}_2' = \frac{\cos \alpha}{\ddot{u}} \dot{E}_2 = \dot{E}_1 + jX_{1h} I_1 \sin^2 \alpha. \quad (113б')$$

**е. Вращающий момент.** Развиваемый двигателем (внутренний) вращающий момент мы получим, как в разд. Ib и с, из активной мощности э. д. с. вращения [ур. (112) и (105а и б)]:

$$M = -\frac{p}{2\pi f} \frac{EI_2 \cos(\dot{E}, I_2)}{v} = -\frac{p}{2\pi f} \frac{X_{2h} \sin \alpha}{\ddot{u}} \left[ \frac{I_2}{I_1} \right]_{\text{Re}} I_1^2, \quad (118)$$

т. е. по вещественной части  $I_2 / I_1$  по ур. (115а)

$$\begin{aligned} M &= -\frac{p}{2\pi f} \cdot \frac{X_{2h} \sin \alpha}{\ddot{u}^2 (1 + \sigma_2)} \cdot \frac{vr_2 \sin \alpha - \cos \alpha}{1 + r_2^2} I_1^2 = \\ &= \frac{p}{2\pi f} \cdot \frac{\cos \alpha - vr_2 \sin \alpha}{1 + r_2^2} \cdot \frac{X_{1h} \sin \alpha}{1 + \sigma_2} I_1^2, \end{aligned} \quad (118а)$$

или с ур. (116с)

$$M = \frac{p}{2\pi f} \cdot \frac{(\cos \alpha - vr_2 \sin \alpha)(1 - \sigma) \sin \alpha}{a^2 + b^2} \cdot \frac{U^2}{X_1}. \quad (118б)$$

### 3. Рабочие характеристики при регулировании посредством сдвига всех щеток

а. В пренебрежении падениями напряжения. Некоторое представление о свойствах репульсионного двигателя мы получим, если, кроме уже принятых упрощений, также пренебрежем падениями напряжения в двигателе, т. е. если положим в уравнениях разд. 2с до е  $r_1 = r_2 = \sigma_1 = \sigma_2 = \sigma = 0$ . Если мы разделим, кроме скорости вращения, также токи и вращающий момент на соответствующие значения при номинальном режиме, то рабочие величины будут зависеть только от щеточного угла  $\alpha$  и относительной скорости вращения  $v = n/n_1$ , и иметь, следовательно, общее значение. Под номинальным режимом мы понимаем значения при синхронной скорости вращения ( $v = 1$ ) и щеточном угле  $\alpha_N$ , которому соответствует (внутренний) номинальный вращающий момент при синхронной скорости вращения.

После простых преобразований мы получим из ур. (116) относительный ток статора

$$i_1 = \frac{I_1}{I_{1N}} = \frac{\sin \alpha_N}{\sin \alpha} \frac{1}{\sqrt{\sin^2 \alpha + v^2 \cos^2 \alpha}}, \quad (119a)$$

из ур. (115b) относительный ток ротора

$$\begin{aligned} i_2 &= \frac{I_2}{I_{2N}} = \sqrt{v^2 \sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha} \cdot i_1 = \\ &= \frac{\sin \alpha_N}{\sin \alpha} \sqrt{\frac{v^2 \sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha}{\sin^2 \alpha + v^2 \cos^2 \alpha}} \end{aligned} \quad (119b)$$

и из ур. (118) относительный (внутренний) вращающий момент

$$m = \frac{M}{M_N} = \frac{\operatorname{tg} \alpha_N \cdot \operatorname{ctg} \alpha}{\sin^2 \alpha + v^2 \cos^2 \alpha}. \quad (119c)$$

Для коэффициента мощности мы получим по ур. (117)

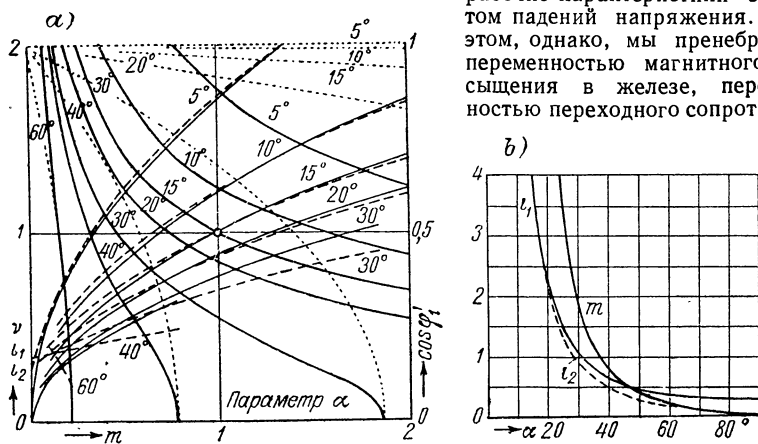
$$\cos \varphi'_1 = |\cos \varphi_1| = \frac{v \cos \alpha}{\sqrt{\sin^2 \alpha + v^2 \cos^2 \alpha}}. \quad (119d)$$

Номинальный вращающий момент при синхронной скорости вращения обычно имеет место при щеточном угле  $\alpha_N \approx 15^\circ$ . Отнесенные к этому режиму нагрузки относительная скорость вращения  $v$ , относительные токи  $i_1$  и  $i_2$ , а также коэффициент мощности  $\cos \varphi'_1$  нанесены на фиг. 86, а в зависимости от относительного вращающего момента  $m$  при различных щеточных углах  $\alpha$ . Очевидно, что репульсионный двигатель при постоянном положении щеток ведет себя подобно обычному последовательному двигателю и что его скорость вращения может регулироваться посредством сдвига щеток.

Если мы подставим в ур. (119а до с)  $v = 0$ , то получим относительные величины при покое двигателя. На фиг. 86, *b* для этого приведены относительные токи и относительный момент в зависимости от щеточного угла. Так как мы пренебрегли падениями напряжения, при  $\alpha = 0$  токи становятся бесконечно большими; поэтому при малых щеточных углах  $\alpha$  кривые очень сильно отклоняются от действительного их характера (см. разд. с).

**б. Данные двигателя для примера.** На примере четырехполюсного двигателя на 2 квт номинальной мощности при синхронной скорости вращения  $n_1 = 1500$  об/мин и напряжении на зажимах 120 в при 50 гц рассчитаем теперь

рабочие характеристики с учетом падений напряжения. При этом, однако, мы пренебрежем переменностью магнитного насыщения в железе, переменностью переходного сопротивления



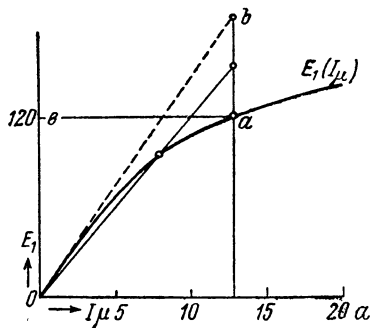
Фиг. 86. *a*) Относительная скорость вращения  $v$  (—); относительный ток статора  $i_1$  (---); относительный ток ротора  $i_2$  (·····),  $\cos \phi'$  (— · — ·) в зависимости от относительного вращающего момента  $m$ ; *b*)  $m$ ,  $i_1$ ,  $i_2$  при покое в зависимости от щеточного угла  $\alpha$ . Падениями напряжения и магнитодвижущей силой в железе пренебрегается.

ния щеток, потерями в железе и влиянием токов в витках якоря, перекрытых щетками, как это предполагалось и в уравнениях, выведенных в разд. 2с до е.

Размеры двигателя и обмоточные данные: диаметр расточки 200 мм, расчетная длина якоря  $l_i \approx l_A = 120$  мм, воздушный зазор 0,5 мм. Статор имеет однослойную однофазную обмотку с  $Q = 8$  пазов на полюсное деление, из которых обмотаны  $q = 6$ . В каждом пазу находится 23 проводника, так что при 2 параллельных ветвях число витков составляет  $w_1 = 138$ . Обмоточный коэффициент получается по ур. (147), т. 1, как  $\xi_1 = 0,789$ . Ротор с 38 пазами имеет одноходовую волновую обмотку с 6 проводниками в пазу, так что при одной мертвой секции число витков  $w_2 = (38 \cdot 6 - 2)/4 = 56,5$ . Отношение ширины секции к полюсному делению  $\bar{W}/\tau = 0,947$ ; при этом по ур. (93б) получается коэффициент секции  $\zeta = 0,996$ . Двигатель имеет диаметральные щетки ( $\alpha_0 = 0$ ); следовательно, по ур. (95а)  $\zeta = \zeta = 0,996$ . При расчете обмоточного коэффициента в ур. (148), т. 1, подставлено  $\gamma = 1$ ; мы получаем тогда  $\xi_2 = (2/\pi)\zeta = 0,635$ . Коэффициент трансформации с ротора на статор по ур. (111) будет  $\bar{u} = 0,635 \times 56,5/0,789 \cdot 138 = 0,329$ . Коэффициент трансформации  $\bar{u}_k$  между частью обмотки, заключенной между смежными коллекторными пластинами, и всей обмоткой ротора [ур. (124с)] будет  $\bar{u}_k = 2/(56,5 \cdot 0,635) = 0,0557$ .

На фиг. 87 представлена снятая экспериментально магнитная характеристика  $E_1$  ( $I_\mu$ ) статорной обмотки при поднятых щетках ( $E_1 \approx U_1 - X_{1\sigma} I_\mu$ ).

Для среднего значения э. д. с.  $E_1 = 95$  в рассчитано главное реактивное сопротивление  $X_{1h} = 95/7,93 = 12$  ом. Для этого справедлива проведенная на фиг. 87 прямая, которая при 120 в (номинальное напряжение на зажимах) делит отрезок ординаты  $ab$  штриховой касательной к нижней части характеристики на две равные части. Главное реактивное сопротивление роторной обмотки составляет  $X_{2h} = X_{1h} \ddot{u}^2 = 1,298 \approx 1,3$ . Реактивные сопротивления рассеяния, полученные при покое ( $v = 0$ ) путем измерения и расчета  $X_{1\sigma} = 0,67$ ,  $X_{2\sigma} = 0,0526$  ом. Активное сопротивление статорной обмотки  $R_1 = 0,16$  ом. Активное сопротивление цепи ротора частично определяется активным сопротивлением  $R_W$  роторной обмотки, частично переходным сопротивлением щеток  $R_B$ . Сопротивление обмотки составляет  $R_W = 0,032$  ом; переходное сопротивление щеток, строго говоря, зависит от тока ротора, но мы принимаем его постоянным. Если мы подставим переходное напряжение щеток при плотности тока  $8$  а/см<sup>2</sup>, соответствующей роторному току  $I_2 = 8 \cdot 9,6 = 76,5$  а, как  $2\alpha$ , то получим  $R_B = 0,0262$  ом. Но рабочие характеристики, приведенные в разд. с, рассчитаны при  $R_B = 0,055$  ом, как это имеет место при  $I_2 = 35$  а, следовательно, при  $R_2 = R_W + R_B = 0,087$  ом. Это принятое несколько завышенным сопротивление  $R_2$  имеет, однако, лишь незначительное влияние на рабочие характеристики. Согласно ур. (97а до г) мы получаем таким образом  $X_1 = 12,67$ ,  $X_2 = 1,35$  ом,  $r_1 = 0,0126$ ,  $r_2 = 0,0645$ ,  $\sigma = 0,09$ ,  $\sigma_2 = 0,0405$ .



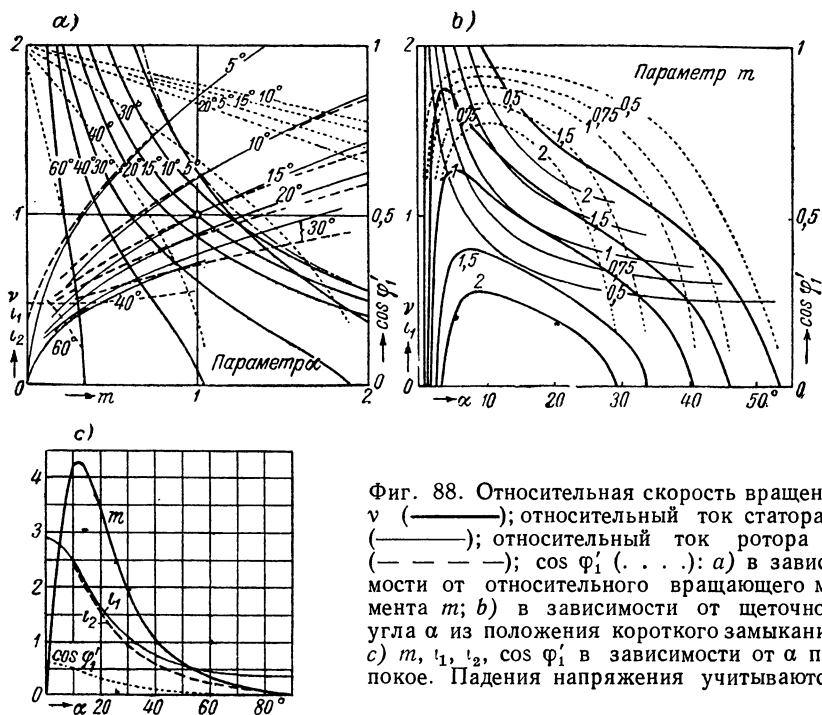
Фиг. 87. Магнитная характеристика для расчетного примера.

### с. Рабочие характеристики с учетом падений напряжения.

При расчете рабочих характеристик с учетом падений напряжения при принятом угле сдвига щеток  $\alpha$  [для которого по ур. (114а и б) мы можем рассчитать значения  $a$  и  $b$ ] мы исходим из определенной скорости вращения  $v = n/n_1$  и получаем по ур. (116с) и (115б) токи, по ур. (118б) внутренний вращающий момент и по ур. (117) коэффициент мощности.

На фиг. 88 представлены рабочие характеристики в зависимости от относительного вращающего момента. Коэффициент мощности при учете индуктивных падений напряжения, естественно, оказывается значительно меньшим, чем при пренебрежении ими (см. фиг. 86, а). Напротив, токи  $i_1$  и  $i_2$ , отнесенные к номинальным токам, не очень отличаются от таковых при пренебрежении падениями напряжения. У скоростных характеристик  $v(m)$  бросается в глаза то, что при очень малых щеточных углах они спадают круче, чем на фиг. 86, а (см. кривые для  $\alpha = 5^\circ$ ). При постоянной скорости вращения с уменьшением щеточного угла вращающий момент возрастает только до некоторого предельного значения (штрихпунктирная кривая на фиг. 88, а), которое тем больше, чем меньше скорость вращения. При дальнейшем уменьшении щеточного угла вращающий момент снова уменьшается. Это становится особенно

очевидным из кривых на фиг. 88, *b*, на которой нанесены  $v$ ,  $i_1$ , и  $\cos \varphi'_1$  в зависимости от щеточного угла при различных постоянных вращающих моментах. Определенный рабочий режим ( $m$ ,  $v$ ) может достигаться при двух различных щеточных углах, причем меньшему щеточному углу всегда соответствует значительно больший ток (см. фиг. 88, *b*); поэтому практическое значение имеют только большие щеточные углы.



Фиг. 88. Относительная скорость вращения  $v$  (—); относительный ток статора  $i_1$  (—); относительный ток ротора  $i_2$  (— — —);  $\cos \varphi'_1$  (· · ·): а) в зависимости от относительного вращающего момента  $m$ ; б) в зависимости от щеточного угла  $\alpha$  из положения короткого замыкания; в)  $m$ ,  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $\cos \varphi'_1$  в зависимости от  $\alpha$  при покое. Падения напряжения учитываются.

Если мы представим себе в координатной системе характеристик  $m(v)$  вращающего момента, созданного в двигателе, нанесенными соответствующие характеристики для нагрузочного момента  $m_b = k_1 + k_2 v$  или  $m_b = k_1 + k_2 v^2$  (где  $k_1$  и  $k_2$  — постоянные величины), то увидим, что кривые  $m(v)$  и  $m_b(v)$  по разд. III D1b, т. I, всегда пересекаются; следовательно, репульсионный двигатель при практически встречающихся нагрузках работает устойчиво.

Если мы подставим в ур. (115) до (118)  $v = 0$ , то получим величины при покое двигателя. На фиг. 88, *c* для нашего примера (разд. б) приведены токи и вращающий момент, отнесенные к соответствующим номинальным величинам, и коэффициент мощности в зависимости от щеточного угла  $\alpha$ . Пусковой ток с возрастанием  $\alpha$  все время падает, тогда как вращающий момент сначала быстро нарастает, при примерно  $\alpha = 12,5^\circ$  достигает наибольшего значения

и затем падает, чтобы при  $\alpha = 90^\circ$  снова стать равным нулю. Так как при покое ток очень сильно зависит от сопротивлений, то при малых щеточных углах, т. е. вблизи положения короткого замыкания ( $\alpha = 0$ ), получается очень значительное отклонение пусковых характеристик с учетом падений напряжения от кривых при пренебрежении ими; но до  $m = 2$  в правых ветвях кривых это отклонение оказывается очень малым, как это можно видеть из сравнения фиг. 86, *b* и 88, *c*.

Один и тот же пусковой момент, по фиг. 88, *c*, вообще можно получить при двух разных положениях щеток. Так как меньший щеточный угол всегда дает больший пусковой ток и в положении короткого замыкания ( $\alpha = 0$ ) имеет место наибольший ток, щетки при пуске сдвигаются не из положения короткого замыкания, а из положения холостого хода ( $\alpha = 90^\circ$ ), пока двигатель не запустится; затем щетки устанавливаются в таком положении, которое соответствует нужному рабочему режиму. Мы показали уже в разд. 2*b*, что при этом двигатель всегда начнет вращаться против направления сдвига щеток из положения холостого хода.

В положении холостого хода ( $\alpha = 90^\circ$ ) витки ротора, короткозамкнутые щетками, охватывают полный поток  $\Phi_1$ . При этом существует опасность, что токи короткого замыкания, протекающие поперек щеток, будут разрушать щетки и коллектор, если щетки долгое время остаются в положении холостого хода, при котором вращающий момент не развивается. Эта опасность существует также, если щетки сдвигаются медленно и развиваемый вращающий момент не достаточен, чтобы двигатель пришел во вращение. Чтобы защитить щетки и коллектор от этой опасности, подвижное щеточное устройство, как правило, соединяется с выключателем, который подключает статорную обмотку к сети при таком положении щеток, при котором в двигателе развивается достаточно большой вращающий момент.

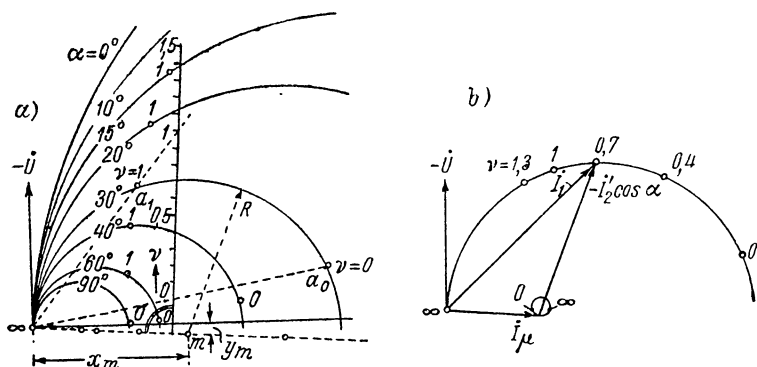
**d. Геометрические места.** Конец временного вектора  $\vec{l}_1$ , в предположении постоянства сопротивлений с изменением скорости вращения при постоянном щеточном угле  $\alpha$ , перемещается по окружности, проходящей через начало координат. Координаты центра и радиус получаются из ур. (37*a* до *c*), т. II:

$$x_m = -\frac{1}{2a} \frac{U}{X_1}; \quad y_m = \frac{r_2}{2a} \frac{U}{X_1}; \quad R = \frac{\sqrt{1+r_2^2}}{2a} \frac{U}{X_1}. \quad (120a \text{ до } c)$$

По этим уравнениям можно легко построить геометрические места. Это сделано на фиг. 89, *a* для числовых значений, указанных в разд. *b*; маленькими кружками на геометрических местах обозначены точки для  $v = 1$  и  $v = 0$ .

Центр круга лежит несколько ниже оси абсцисс; он перемещается при изменении щеточного угла по прямой, уравнение которой следующее:  $y_m = -r_2 x_m$ . Диаметр окружности возрастает с уменьшением щеточного угла. Все окружности проходят через начало

координат, которое независимо от  $\alpha$  соответствует скорости вращения  $\infty$ . Для любой точки конца вектора первичного тока можно легко определить скорость вращения по разд. 2с, т. II. Значения скоростей вращения распределяются равномерно на прямой, которая перпендикулярна к  $\infty m$  (см. фиг. 89, а, на которой масштаб  $v$  указан для  $\alpha = 30^\circ$ ). Прямая  $\infty a_1$  отсекает на прямой скорости вращения значение  $v = n/n_1 = 1$ , а прямая  $\infty a_0$  значение  $v = 0$ . Этим определяется масштаб. Для любой точки  $a$  конца вектора первичного тока мы получаем соответствующую относительную



Фиг. 89. а) Геометрические места первичных токов; б) ток ротора при  $\alpha = 30^\circ$ .

скорость как точку пересечения прямой  $\infty a$  с прямой скорости вращения.

Для тока ротора  $I_2$  можно было бы построить круговую диаграмму подобным же образом, как и для статорного тока  $I_1$ . Но чтобы можно было лучше видеть связь между статорными и роторными величинами, мы определим ток ротора из диаграммы тока статора. С этой целью мы исходим из намагничивающего тока по оси статора ( $I_\mu$ ). Если мы подставим  $I_1$  и  $I_2$  по ур. (116а и б) и (115а) в ур. (113с), то получим:

$$I_\mu = - \frac{(v \sin \alpha - j \cos \alpha) \cos \alpha + (r_s + j)(1 + \sigma_s)}{(1 + \sigma_s)(a + jb)} \cdot \frac{U_1}{X_1}. \quad (121)$$

Геометрические места для  $I_\mu$  при постоянных  $\alpha$  и изменяющейся скорости вращения также представляют собою окружности. Для  $\alpha = 30^\circ$  эта окружность построена на фиг. 89, б. Ее диаметр мал, так как полный ток намагничивания по оси статора меняется очень незначительно ( $E_1 \approx \text{const}$ ).

По ур. (113с)

$$I'_2 = (I_\mu - I_1) / \cos \alpha; \quad (122)$$

—  $I'_2 \cos \alpha$ , таким образом, представлено вектором, построенным на фиг. 89, б в качестве примера для  $n/n_1 = 0,7$  и  $\alpha = 30^\circ$ . Очевидно, что при больших скоростях вращения (которые, однако, не

имеют практического значения)  $I'_2 \cos \alpha$  приближается к  $I_p$ , в то время как  $I_1$  при  $v = \infty$  становится равным нулю (см. фиг. 88, а). Потери в меди ротора покрываются тогда механическим путем; так как скорость вращения бесконечна, то это возможно при вращающем моменте, равном нулю. Потерями в железе мы пренебрегли.

**е. Э. д. с. искрения.** Под э. д. с. искрения мы понимаем сумму (см. разд. В4) э. д. с. покоя  $\dot{\mathcal{E}}_R$ , вращения  $\dot{\mathcal{E}}_B$  и коммутации  $\dot{\mathcal{E}}_W$ , индуцированных в одной короткозамкнутой секции якоря.

Для э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  определяющим является поток  $\Phi = \zeta \Phi_E$ , который в главной цепи обмотки якоря индуцирует э. д. с. вращения  $E$ , а для э. д. с. вращения  $\mathcal{E}_B$  — поток  $\Phi_2$ , который в главной цепи индуцирует э. д. с. покоя  $E_2$  (фиг. 84, б).

В предположении, что магнитные поля пропорциональны токам, распределение индукции потока  $\Phi_2$  симметрично относительно магнитной оси роторной обмотки, распределение индукции потока  $\Phi$  симметрично относительно некоторой оси, перпендикулярной к оси ротора (приведено к двухполюсной системе). Мы ограничимся для простоты диаметрными щетками при хордовой обмотке (фиг. 90). Тогда при синусоидальном распределении индукции в ур. (95а)  $\zeta = \cos \beta$ , где  $2\beta$  — угол сокращения шага секции (см. разд. А2с).

По правилу 1 в разд. А3а мы получаем, если положительную ось катушки будем считать совпадающей с  $\Phi$ , для э. д. с. покоя [ур. (8а)]

$$\dot{\mathcal{E}}_R = -j\sqrt{2} \pi \omega_k f \dot{\Phi} = -j\sqrt{2} \pi \omega_k f \dot{\Phi}_E \cos \beta. \quad (123a)$$

Если мы обозначим через  $B_2$  амплитуду индукции по магнитной оси якорной обмотки, то для расчета э. д. с. вращения  $\dot{\mathcal{E}}_B$  в ур. (8б) следует подставить  $B_q = B_2 \cos \beta$ , где при синусоидальном распределении индукции  $B_2 = \pi/2 \cdot \Phi_2/l_i \cdot \tau$ .

По правилу 2 разд. А3а мы получим:

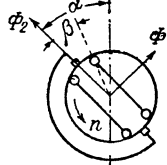
$$\dot{\mathcal{E}}_B = -\sqrt{2} \pi \omega_k p n \dot{\Phi}_2 \cos \beta. \quad (123b)$$

Если мы выразим эти э. д. с. через э. д. с. главной цепи, то с учетом ур. (109b и c) и (95c) получится:

$$\dot{\mathcal{E}}_R = -j\ddot{u}_k \frac{\dot{E}}{v} \cos \beta; \quad \dot{\mathcal{E}}_B = -j\ddot{u}_k v \dot{E}_2 \cos \beta \quad \text{при} \quad \ddot{u}_k = \frac{\omega_k}{\omega_2 \dot{z}_2}. \quad (124a \text{ до } c)$$

По ур. (124а и б)  $\dot{\mathcal{E}}_R$  и  $\dot{\mathcal{E}}_B$  могут легко определяться графически по э. д. с. главной цепи. Так, из диаграммы напряжений на фиг. 85, а, мы получим на фиг. 91, а э. д. с.  $\dot{\mathcal{E}}_R$  и  $\dot{\mathcal{E}}_B$  и их сумму

$$\dot{\mathcal{E}} = \dot{\mathcal{E}}_R + \dot{\mathcal{E}}_B. \quad (125a)$$



Фиг. 90. Диаметрные щетки при хордовой обмотке.

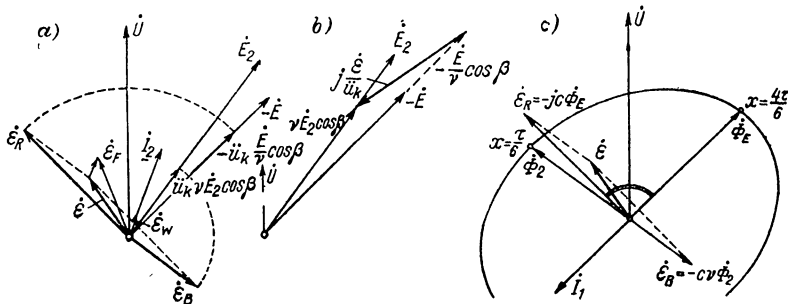


Если мы к тому же прибавим э. д. с. коммутации  $\dot{\mathcal{E}}_w$ , которая по разд. А7е находится в фазе с  $I_2$ , то получим результирующую э. д. с. в короткозамкнутом контуре э. д. с. искрения

$$\dot{\mathcal{E}}_F = \dot{\mathcal{E}} + \dot{\mathcal{E}}_w. \quad (125b)$$

Непосредственно из напряжений  $\dot{E}_2$  и  $-\dot{E}$  диаграммы напряжений главной цепи (фиг. 85, *a* и *b*) получается  $j\dot{\mathcal{E}}/\dot{u}_k = (\dot{E}/v + v\dot{E}_2) \cos\beta$  способом, указанным на фиг. 91, *b*, и отсюда  $\dot{\mathcal{E}}$ .

Э. д. с.  $\dot{\mathcal{E}}$  мы можем также определить графически из эллипсов на фиг. 83, *a*. Для нашего примера при  $\alpha = 30^\circ$ ,  $v = 0,7$  на фиг. 91, *c*



Фиг. 91. Определение э. д. с. искрения  $\dot{\mathcal{E}}_F$ : *a*) и *b*) из векторной диаграммы главной цепи (фиг. 85, *a*); *c*) из временного вектора результирующей кривой потока возбуждения.

вычерчен определяющий здесь эллипс. Точка  $x = \tau/6$  соответствует углу  $\pi/6 = 30^\circ$ , т. е. месту окружности якоря по оси щеток. В этом месте вектор  $\dot{V}$ , при прямолинейной магнитной характеристике, пропорционален потоку  $\Phi_2$ . При  $x + \tau/2 = 4\tau/6$  угол соответствует  $120^\circ$ ; он пропорционален потоку  $-\dot{\Phi}_E$  (см. фиг. 83, *a* и 84, *b*). Теперь по ур. (123а и б) будет  $\dot{\mathcal{E}}_R = -jc\dot{\Phi}_E$  и  $\dot{\mathcal{E}}_B = -cv\dot{\Phi}_2$  при  $c = \sqrt{2} \pi \omega_k f \cos\beta$ . При этом мы получаем э. д. с.  $\dot{\mathcal{E}}$ , определенную на фиг. 91, *c*.

Для расчетного определения  $\dot{\mathcal{E}}$  подставим в ур. (124а и б)  $\dot{E}$  и  $\dot{E}_2$  по ур. (112с и б) и  $I_2$  по ур. (115а) через  $I_1$ . Тогда получим с учетом ур. (116а до с) и *a* и *b* по (114а и б):

$$\begin{aligned} \dot{\mathcal{E}} &= -\frac{\ddot{u}_k \ddot{u} X_{1h} \cos\beta}{1 + \sigma_2} \cdot \frac{A + jB}{r_2 + j} I_1 = \\ &= (1 - \sigma) \ddot{u}_k \ddot{u} \cos\beta \frac{(aA + bB) + j(aB - bA)}{a^2 + b^2} \dot{U} \end{aligned} \quad (126)$$

при

$$A = (1 + \sigma_2) \cdot (vr_2 \cos\alpha - \sin\alpha) + v^2 \sin\alpha \quad (126a)$$

и

$$B = (1 + \sigma_2)r_2 \sin\alpha + \sigma_2 v \cos\alpha, \quad (126b)$$

или окончательно:

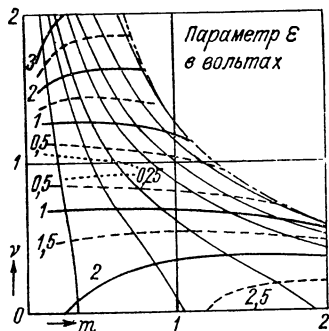
$$\mathcal{E} = (1 - \sigma) \ddot{u}_k \ddot{u} \cos \beta \sqrt{\frac{A^2 + B^2}{a^2 + b^2}} \cdot U. \quad (127)$$

Чтобы представить кривые постоянной э. д. с.  $\mathcal{E}$  в плоскости  $m, v$ , как у последовательного двигателя со сдвинутым по фазе коммутирующим полем (разд. В4), исходим из определенного щеточного угла  $\alpha$ . Единственной переменной в ур. (127) тогда является относительная скорость  $v$ , и мы можем, подставляя различные значения для  $v$  в ур. (127), рассчитать э. д. с.  $\mathcal{E}$  и нанести их на скоростные характеристики (фиг. 88, а), соответствующие принятому щеточному углу.

Если мы произведем определение  $\mathcal{E}$  также для других щеточных углов и соединим между собою точки постоянной э. д. с.  $\mathcal{E}$ , то получим при напряжении на зажимах  $U = 110$  в изображенные на фиг. 92 кривые в плоскости  $m, v$  для двигателя по разд. б. Скоростные характеристики, взятые из фиг. 88, а, проведены слабо; соответствующие щеточные углы  $\alpha$  можно определить из этого рисунка. При 120 в, которым соответствуют кривые на фиг. 88, а, относительные скорости остаются неизменными, но значения  $\mathcal{E}$  становятся большими на 9%.

Для нашего двигателя кривые на фиг. 92 представляют собою также почти э. д. с. искрения  $\mathcal{E}_F$ , так как э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_W$  у него очень мала. По разд. II B10а, т. I, мы получаем  $\mathcal{E}_W = 0,00033 v_K I_2$  в, если окружная скорость коллектора подставляется в м/сек, а ток в а. Так, например, для  $\alpha = 30^\circ$  и  $v = 0,7$ , для которых представлена фиг. 91, а, при  $v_K = 9,35$  м/сек и  $I_2 = 51,6$  а, мы определим  $\mathcal{E}_W = 0,16$  в. (На фиг. 91, а для наглядности  $\mathcal{E}_W$  изображена в удвоенном масштабе). Также и для других режимов нагрузки нашего двигателя  $\mathcal{E}_W$  столь мала, что э. д. с. искрения  $\mathcal{E}_F = |\mathcal{E} + \mathcal{E}_W|$  не многим больше  $\mathcal{E}$ .

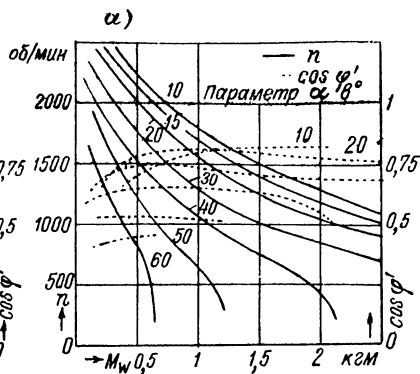
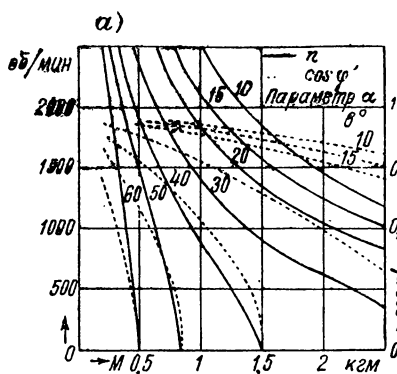
Если учитывать э. д. с.  $\mathcal{E}_W$  при определении э. д. с. искрения  $\mathcal{E}_F$ , то  $\mathcal{E}$  нужно рассчитывать по ур. (126) и прибавлять  $\mathcal{E}_W$  к э. д. с. искрения  $\mathcal{E}_F$ .



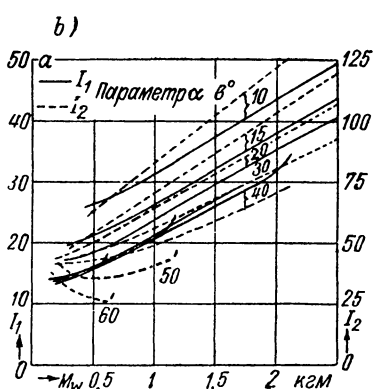
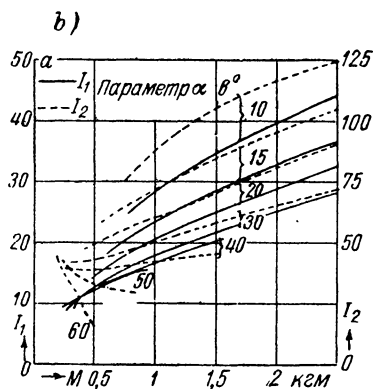
Фиг. 92. Кривые постоянной э. д. с.  $\mathcal{E} = |\mathcal{E}_R + \mathcal{E}_B|$  в плоскости  $m, v$ . Скоростные характеристики (фиг. 88, а) изображены слабее.

#### 4. Уточненный расчет рабочих характеристик

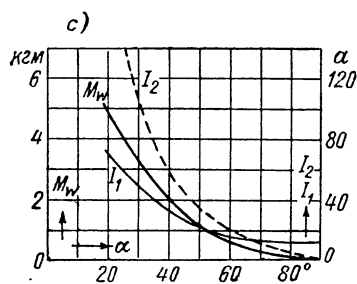
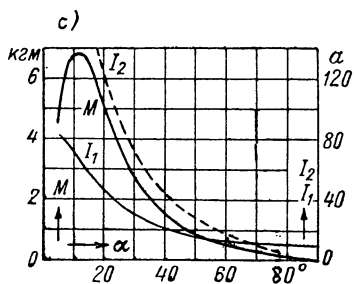
а. Сравнение рабочих характеристик, рассчитанных по разд. Зс, с опытными характеристиками. На фиг. 93, а до с сопоставлены расчетные рабочие характеристики, относительные величины которых для некоторого, принятого несколько преувеличенным переходного сопротивления щеток указаны на фиг. 88, а до с, с опытными характеристиками на фиг. 94, а до с. При этом для расчетных кривых отложен момент, развиваемый на окружности якоря [ур. (118b)], а для опытных вращающий момент, имеющийся на валу,  $M_W$ . На фиг. 93, б и 94, б, на которых представлены токи в ста-



Скорость вращения и коэффициент мощности в зависимости от вращающего момента.



Токи в статоре ( $I_1$ ) и обмотке ротора ( $I_2$ ) в зависимости от вращающего момента.



Пусковой момент и токи в зависимости от щеточного угла  $\alpha$ .

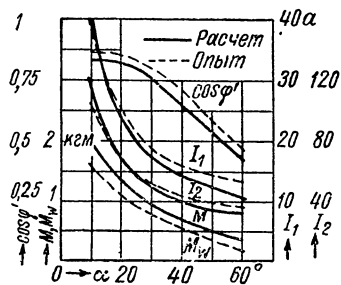
Фиг. 93. Рассчитанные по уравнениям разд. 2 d и e;  $M$  — внутренний вращающий момент.

Фиг. 94. Измеренные величины;  $M_w$  — вращающий момент на валу двигателя.

торной ( $I_1$ ) и роторной ( $I_2$ ) обмотках, как расчетный, так и измеренный; токи  $I_1$  при  $\alpha = 60^\circ$  и  $\alpha = 50^\circ$  отличаются от тока при  $\alpha = 40^\circ$  так мало, что разница на рисунках едва сказывается. В основу расчетных кривых положены уравнения разд. 2d и e, причем были приняты главное реактивное сопротивление  $X_{1h} = 12 \text{ ом} = \text{const}$  и переходное сопротивление щеток  $R_B = 0,0262 \text{ ом} = \text{const}$  (см. разд. 3b); потерями в железе пренебрегалось.

Сначала мы сравним расчетные и опытные рабочие величины при синхронной скорости вращения  $n = 1500 \text{ об/мин}$ . Для облегчения сравнения они нанесены на фиг. 95 в зависимости от щеточного угла  $\alpha$ . Расчетный вращающий момент должен быть больше измеренного на валу на величину полного момента потерь. Основная часть момента потерь, которая вызывается потерями на трение и мощностью на вентиляцию, была определена экспериментально при синхронной скорости вращения ( $n = 1500 \text{ об/мин}$ ) как  $0,1 \text{ кгм}$ ; она лишь очень мало возрастает со скоростью вращения. Если мы оценим полный момент потерь  $M_v = 0,16 \text{ кгм}$ , то при  $n = 1500 \text{ об/мин}$  для щеточного угла  $\alpha > 20^\circ$  получается удовлетворительное совпадение между расчетом и опытом; при меньших щеточных углах измеренный вращающий момент лишь немного меньше расчетного. Измеренные токи, особенно первичный ток  $I_1$ , при больших щеточных углах и измеренный коэффициент мощности при всех значениях углов несколько больше расчетных значений. Это вызывается в основном потерями в железе, которыми при расчете было пренебрежено. Если это учесть, то, пожалуй, можно сказать, что при синхронной скорости вращения расчетные рабочие величины, в предположении некоторой средней насыщенности железа (см. разд. b и фиг. 87), удовлетворительно совпадают с измеренными.

При скоростях вращения, отличных от  $n = 1500 \text{ об/мин}$ , отклонения вообще значительно больше. Расчетные скоростные характеристики (фиг. 93, a и 94, a) проходят значительно круче, чем опытные. Также и у токов мы получаем значительные отклонения между расчетом и опытом. Но наибольшими оказываются отклонения у коэффициента мощности, который указан пунктирными кривыми на фиг. 93, a и 94, a. При этом особенно бросается в глаза то, что расчетный коэффициент мощности при больших скоростях вращения больше, а при меньших скоростях вращения меньше, чем измеренный. В заключение этого раздела мы рассмотрим причины этих отклонений и в следующих разделах укажем путь для уточнения расчета.



Фиг. 95. Расчетные (потери в железе пренебрегается) и измеренные рабочие величины при  $n = n_1 = 1500 \text{ об/мин}$ .

На фиг. 93, с представлены расчетные пусковой момент и токи (при неподвижном роторе) для сравнения с измеренными величинами на фиг. 94, с.

Если сравнить друг с другом фиг. 86, а и 88, а, которые дают относительную скорость вращения в зависимости от относительного вращающего момента, причем на первой фигуре падениями напряжения пренебрегается, а на второй они учитываются, то мы видим; что относительные величины при пренебрежении всеми падениями напряжения едва ли хуже совпадают с измеренными, чем при их учете. Для приближенного расчета о т н о с и т е л ь н ы х скоростных характеристик, таким образом, не имеет большого смысла учитывать падения напряжения, а можно пользоваться вообще обычными кривыми на фиг. 86, а. Однако не указанный здесь вращающий момент при  $n = n_1$  и  $\alpha = 15^\circ$  получается при пренебрежении падениями напряжения значительно большим. Для этого случая, если подставляется  $X_1 \approx 12,67 \text{ ом}$ , как при учете падений напряжения, мы получаем момент по ур. (118b):  $M = 2,87$ , т. е.  $M_w = 2,87 - 0,16 \approx 2,7 \text{ кгм}$  или вдвое больше, чем измеренный.

Эти установленные по графикам расхождения между расчетом и опытом следует частично отнести за счет того, что момент потерь при вышесинхронной скорости больше, а при нижесинхронной меньше, чем при синхронной скорости, что пренебрежено потерями в железе и что переходное сопротивление щеток, которое было принято нами неизменным, при уменьшении тока возрастает. Эти причины, однако, в дальнейшем оказываются недостаточными, чтобы объяснить такие расхождения. Это определяется скорее другими обстоятельствами.

Наши уравнения в разд. 2d и e предполагали прямолинейную магнитную характеристику, и при расчете рабочих характеристик мы принимали некоторое среднее магнитное состояние, т. е. действительную магнитную характеристику заменяли прямой линией на фиг. 87. Кроме того, мы пренебрегали токами в секциях ротора, перекрытых щетками, которые следует считать главной причиной того, что при скоростях вращения, значительно меньших или больших, чем синхронная, расчетные коэффициент мощности, вращающий момент и токи так сильно отличаются от измеряемых значений. В следующих разделах мы покажем, как эти явления могут быть приняты во внимание.

**б. Составление уравнений с учетом насыщения.** Для оси обмотки ротора определяющим является другое магнитное состояние; нежели для оси, перпендикулярной к ней. Мы видим это из фиг. 83, b, которая показывает амплитуду кривой поля возбуждения на окружности ротора, например, при щеточном угле  $\alpha = 30^\circ$  и различных относительных скоростях вращения  $v$ . В то время как с ростом скорости вращения амплитуда по оси роторной обмотки возрастает, она падает по оси, перпендикулярной к ней. Мы можем учесть это обстоятельство при расчете, если введем различные значения для  $X_{1h}$  для оси ротора, для оси, перпендикулярной к ней, и для оси статора, которые принимаются по магнитной характеристике (фиг. 87) для намагничивающих токов  $|\ddot{u}I_2 + \cos\alpha I_1|$ ,  $\sin\alpha I_1$  и  $|I_1 + \ddot{u} \cos\alpha I_2|$ . При этом можно сначала по токам, рассчитанным по урав-

нениям в разд. 2d и е, определить главные реактивные сопротивления по этим трем осям (фиг. 87) и затем производить расчет с большим приближением. Однако расчет, произведенный для  $\alpha = 15^\circ$  и  $\gamma = 1,5$  не дал значительного отклонения от исходных значений. Это, очевидно, связано с тем, что магнитная характеристика на фиг. 87 справедлива только при возбуждении пульсирующего поля, но не для общего случая эллиптического вращающегося поля.

Чтобы учесть различие в магнитных насыщениях, разложим магнитное поле на две составляющие, из которых одна совпадает с осью статорной обмотки, а другая находится к ней перпендикулярно. Поток по оси статорной обмотки обозначим, как и до сих пор,  $\Phi_1$  (фиг. 96, а). Однако  $\Phi_E$  теперь имеет не тот смысл, что в предыдущих разделах. Одна часть этого потока  $\Phi = \zeta \Phi_E$  индуктирует в роторной обмотке э. д. с. вращения, которую мы обозначим  $E_{B_E}$ . Кроме этой э. д. с., в обмотке якоря индуктируются еще э. д. с.  $E_{B_1}$  посредством вращения в поле потока  $\Phi_1$  и вызванные обоими потоками  $\Phi_1$  и  $\Phi_E$  э. д. с. покоя  $E_2$  и  $E_{R_E}$ .

На фиг. 96, б крестиками и точками показаны полные токи рабочих токов статорной и роторной обмоток и поток  $\Phi_E$ , возбужденный током ротора, откуда получается указанное направление вращения.

С учетом направлений стрелок на фиг. 96, а уравнения напряжений для статора и ротора будут:

$$\begin{aligned} \dot{U} + (R_1 + jX_{1\sigma}) I_1 &= \dot{E}_1 \quad \text{и} \quad (R_2 + jX_{2\sigma}) I_2 = \\ &= \dot{E}_2 + \dot{E}_{B_1} + \dot{E}_{R_E} + \dot{E}_{B_E} \end{aligned} \quad (128a \text{ и } b)$$

Для намагничивающего тока в обмотке статора справедливо, при пренебрежении малым током потерь, который соответствует потерям в железе,

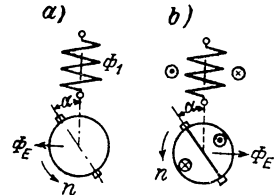
$$I_\mu = I_1 + \ddot{u} \cos \alpha I_2 \quad \text{при} \quad \ddot{u} = \frac{\xi_2 \omega_2}{\xi_1 \omega_1}, \quad (129a \text{ и } b)$$

где, как и в разд. 2с,  $\ddot{u}$  есть коэффициент трансформации в положении короткого замыкания ( $\alpha = 0$ ). Для потока  $\Phi_1$  мы можем приближенно принять распределение индукции синусоидальным. Тогда с учетом направлений стрелок по фиг. 96, а [см. ур. (109) и (112a и b)]

$$\dot{E}_1 = -j \sqrt{2} \pi \dot{\xi}_1 \omega_1 f \dot{\Phi}_1 = -j X_{1h} (I_1 + \ddot{u} \cos \alpha I_2); \quad (130a)$$

$$E_2 = -j \sqrt{2} \pi \dot{\xi}_2 \omega_2 f \dot{\Phi}_1 \cos \alpha = -j \ddot{u} \cos \alpha X_{1h} (I_1 + \ddot{u} \cos \alpha I_2). \quad (130b)$$

Для расчета остальных э. д. с. мы должны теперь разложить магнитное поле в воздушном зазоре на два отдельных поля. На фиг. 97, а для нашего двигателя ( $\alpha_0 = 0$ , диаметрально щетки) указана обычным способом линейная нагрузка нижнего и верхнего слоев посредством сильно выделенных сплошных и штриховых линий (см. фиг. 2, а). Стороны секций, короткозамкнутые щетками, отмечены маленькими кружками, причем каждая из зачерненных и каждая из незачерненных сторон секций соответствует одной секции. Положение линейной нагрузки относительно оси статора  $S$  указано в качестве примера для щеточного угла  $\alpha = 15^\circ$ . Над линейной нагрузкой приведено распределение индукции  $B_1$  потока  $\Phi_1$  (симметрично к оси статора), которое предполагается синусоидальным. Частью потока  $\zeta_1 \Phi_1$ , которая сцеплена с короткозамкнутой секцией, индуктируется э. д. с. вращения  $E_{B_1}$ . Она пропорциональна заштрихованной по-

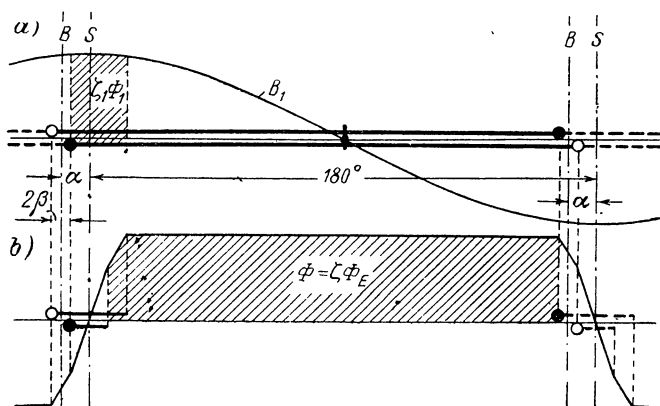


Фиг. 96. Новое представление о  $\Phi_E$ .

верхности на фиг. 97, а. При  $\zeta = \sin \alpha \cdot \cos \beta^1$  мы получаем по ур. (2b), (93e) (при  $\alpha_0 = 0$ ) и (95c):

$$\dot{E}_{B1} = \nu \sqrt{2} \pi \xi_2 \omega_2 f \dot{\Phi}_1 \sin \alpha = \ddot{u} \sin \alpha X_{1h} (l_1 + \ddot{u} \cos \alpha l_2). \quad (130c)$$

Линейную нагрузку роторной обмотки на фиг. 97, а мы можем разложить на две составляющие, из которых одна симметрична относительно оси статора, а другая симметрична относительно оси, перпендикулярной к ней. Первая составляющая, которая создает поток возбуждения  $\Phi_E$ , на фиг. 97, б выделена более сильными



Фиг. 97. Определение  $\zeta_1$  и  $\zeta$ .

сплошными и штриховыми линиями и дает начерченную кривую поля возбуждения. На прямолинейной части магнитной характеристики  $\Phi_E$  пропорционален площади, ограниченной кривой поля возбуждения и осью абсцисс. Э. д. с. покоя, индуцированная этим потоком в обмотке ротора,

$$\dot{E}_{RE} = -j \sqrt{2} \pi \xi_E \omega_E f \dot{\Phi}_E = -j X_{Eh} l_2 \text{ при } \omega_E = \omega_2 \cdot 2\alpha/\pi. \quad (130d \text{ и } e)$$

Для э. д. с. вращения  $E_{BE}$ , вызванной потоком  $\Phi_E$ , определяющим является поток  $\Phi = \zeta \Phi_E$ , который сцепляется с короткозамкнутыми секциями ротора и заштрихован на фиг. 97, б.

$$\dot{E}_{BE} = -\nu 2 \sqrt{2} f \omega_2 \zeta \dot{\Phi}_E = -\nu \gamma X_{Eh} l_2 \text{ при } \gamma = \zeta / a \xi_E. \quad (130f \text{ и } g)$$

Числовое значение  $\gamma$  получается, если мы  $\Phi_E$  из ур. (130 d) подставим в ур. (130f) и учтем ур. (130 e).

$$^1 \zeta_1 \Phi_1 = \frac{\tau}{\pi} l_1 B_1 \int_{-\alpha+\beta}^{\alpha+\beta} \cos x \, dx = \frac{2\tau l_1}{\pi} B_1 \sin \alpha \cdot \cos \beta = \Phi_1 \sin \alpha \cdot \cos \beta.$$

При этих э. д. с. и сокращениях

$$\begin{aligned} a &= R_2 + \nu (\gamma X_{Eh} - \ddot{u}^3 \sin \alpha \cos \alpha X_{1h}); \\ b &= X_{Eh} + X_{2\sigma} + \ddot{u}^2 \cos^2 \alpha X_{1h}, \end{aligned} \quad (131a \text{ и } b)$$

$$A = X_1 (X_{Eh} + X_{2\sigma}) + \ddot{u}^3 \cos^2 \alpha X_{1h} X_{1\sigma} - a R_1; \quad (131c)$$

$$B = b R_1 + X_1 (R_2 + \nu \gamma X_{Eh}) - \nu \ddot{u}^3 \sin \alpha \cos \alpha X_{1h} X_{1\sigma}^1 \quad (131d)$$

мы получаем по ур. (128a и b):

$$I_{1w} = -\frac{bB - aA}{A^2 + B^2} \dot{U}; \quad I_{1b} = j \frac{aB + bA}{A^2 + B^2} \dot{U}; \quad I_1 = \sqrt{\frac{a^2 + b^2}{A^2 + B^2}} U; \quad (132a \text{ до } c)$$

$$I_2 = \frac{\nu \sin \alpha - j \cos \alpha}{a + jb} \ddot{u} X_{1h} I_1; \quad I_2 = \sqrt{\frac{\cos^2 \alpha + \nu^2 \sin^2 \alpha}{A^2 + B^2}} \ddot{u} X_{1h} U. \quad (132d \text{ и } e)$$

Коэффициент мощности будет:

$$\cos \varphi_1 = I_{1w}/I_1. \quad (132f)$$

Развиваемый в двигателе вращающий момент получается, как и в разд. 2е, из активной мощности результирующей э. д. с. вращения:

$$M = -\frac{p}{2\pi f} \cdot \frac{E_{BE} I_2 \cos(\dot{E}_{BE}, I_2) + E_{B1} I_2 \cos(\dot{E}_{B1}, I_2)}{\nu}; \quad (133)$$

$\dot{E}_{BE}$  находится в противофазе с  $I_2$  (потери в железе при покое пренебрегается), следовательно, по ур. (130f):

$$E_{BE} I_2 \cos(\dot{E}_{BE}, I_2) = -\nu \gamma X_{Eh} I_2^2 = -\nu \gamma \ddot{u}^3 X_{1h}^2 X_{Eh} \frac{\cos^2 \alpha + \nu^2 \sin^2 \alpha}{A^2 + B^2} U^2. \quad (133a)$$

С учетом ур. (130с) и (129а) получается:

$$\begin{aligned} E_{B1} I_2 \cos(\dot{E}_{B1}, I_2) &= \nu \ddot{u} X_{1h} \sin \alpha \cdot \left\{ \left[ \frac{I_1}{I_2} \right]_{Re} + \ddot{u} \cos \alpha \right\} I_2^2 = \\ &= \nu \sin \alpha \frac{(R_2 + \nu \gamma X_{Eh}) \nu \sin \alpha - (X_{Eh} + X_{2\sigma}) \cos \alpha}{\cos^2 \alpha + \nu^2 \sin^2 \alpha} I_2^2. \end{aligned} \quad (133b)$$

При этом мы получаем вращающий момент, развиваемый в двигателе, по ур. (133b) и (132e):

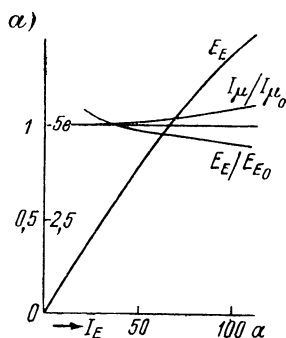
$$M = \frac{p}{2\pi f} \cdot \frac{\gamma X_{Eh} \cos^2 \alpha + (X_{Eh} + X_{2\sigma}) \sin \alpha \cos \alpha - \nu R_2 \sin^2 \alpha}{A^2 + B^2} \ddot{u}^2 X_{1h}^2 U^2. \quad (134)$$

**с. Определение  $X_{1h}$  и  $X_{Eh}$ .** Потоки  $\Phi_1$  и  $\Phi_E$  оказывают влияние друг на друга и тем самым на реактивные сопротивления  $X_{1h}$  и  $X_{Eh}$ . Установить это влияние расчетным путем очень трудно, но можно приближенно определить экспери-

<sup>1</sup> А и В преобразованы таким образом, чтобы избежать разности приблизительно одинаковых величин.



Число витков этой обмотки составляло 8. С помощью этой обмотки исследовались (при разомкнутой цепи ротора) изменения намагничивающего тока в обмотке статора и напряжения на обмотке возбуждения, когда обмотка возбуждения обтекалась током. Напряжение на обмотке возбуждения устанавливалось так, что его фаза была смещена относительно напряжения главной статорной обмотки примерно на  $90^\circ$ , как это имеет место, по крайней мере приблизительно, для важнейших нагрузочных режимов. При этом было установлено, что отклонения фазовых углов до  $15^\circ$  не дают заметного влияния на результаты.



витков, однако,  $\omega_E = (2\alpha/\pi) \omega_2 = 9,43$ . Поэтому току  $I_2$  в обмотке ротора соответствует ток  $I_E = (9,43/8) I_2 = 1,178 I_2$  в обмотке возбуждения и некоторая э. д. с.  $E_E$  в обмотке возбуждения — э. д. с. покоя  $E_{R_E} = 1,178 E_E$  в обмотке ротора;  $\zeta$  мы найдем из фиг. 97,  $b$  как 0,91; обмоточный коэффициент  $\xi_E = 0,96$ . При этом по ур. (130  $g$ ) мы получим  $\gamma = 180^\circ/15^\circ \cdot 0,91/0,96\pi = 3,63$ .

Ход расчета следующий: оцениваем сначала при принятом щеточном угле  $\alpha$  (здесь  $\alpha = 15^\circ$ ) и принятой относительной скорости вращения  $\nu$  реактивные сопротивления  $X_{1h}$  и  $X_{Eh}$ , приблизительно  $X_{1h} \approx U/I_{\mu 0}$  (фиг. 87) и, при принятом токе  $I_E = 1,178 I_2$ ,  $X_{Eh} = E_{R_E}/I_2 = 1,178^2 E_E/I_E$  (фиг. 99,  $a$ ). Рассчитываем при этих ориентировочных реактивных сопротивлениях  $I_2$  по ур. (132е) и значения составляющих тока  $I_{1w}$  и  $I_{1b}$  по ур. (132а и б). Тогда получаем в первом приближении:

$$E_1 = U_1 - R_1 I_{1w} - X_{1c} I_{1b}. \quad (135)$$

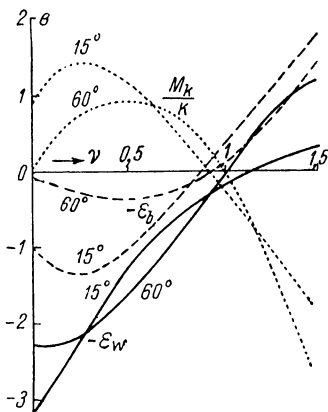
По  $E_1$  получаем  $I_{\mu 0}$  по фиг. 87, при  $I_E = 1,178 I_2$  по фиг. 99,  $a$  находим  $E_E$  и отношение  $I_{\mu}/I_{\mu 0}$ , причем получаем  $I_{\mu}$  и  $E_E$  с учетом взаимного влияния обеих частей поля. Затем рассчитываем  $X_{1h} = E_1/I_{\mu}$  и  $X_{Eh} = 1,178 E_E/I_2$  и получаем во втором приближении  $I_{1w}$ ,  $I_{1b}$  и  $I_2$ . При этом мы можем указанным способом определять дальнейшие приближения.

При окончательно полученных значениях  $X_{1h}$  и  $X_{Eh}$  для принятого щеточного угла  $\alpha$  и относительной скорости вращения  $\nu$  мы рассчитываем как первичный ток  $I_1$  по ур. (132с), так и его активную составляющую  $I_{1w}$  по ур. (132а), коэффициент мощности по ур. (132f) и вращающий момент по ур. (134).

Расчет проводился для  $\nu = 1,5$  и была построена векторная диаграмма [ур. (128а и б) и (130d)] на фиг. 99,  $b$ . Здесь же для сравнения начерчена тонкими линиями векторная диаграмма, которая получается по уравнениям в разд. 3е (см. фиг. 85,  $a$  и  $b$ ). Все величины вторичных напряжений, как и на фиг. 85,  $a$  и  $b$ , умножены на  $\cos \alpha/\bar{u}$  и обозначены штрихами. Измеренный первичный ток указан штриховым вектором. Мы видим, что ток и коэффициент мощности приближаются к измеренным значениям. То же самое имеет место и для вращающего момента, который получается равным  $M = 0,796$  кгм, в то время как в упрощенном расчете по разд. 3с он получается  $M = 0,916$  кгм. Величина же, измеренная на валу, составляет  $M_w = 0,418$  кгм.

**d. Влияние токов короткого замыкания.** Существенное различие между расчетом и опытом может еще объясняться влиянием токов в секциях ротора, перекрытых щетками. Уравнение для э. д. с.  $\mathcal{E}$ , действующей в одном короткозамкнутом контуре ( $\mathcal{E}_w$  пренебрегается), мы уже вывели в разд. 3е [ур. (126)]. Если мы разделим  $\mathcal{E}$  на сопротивление  $R_k$  короткозамкнутого контура, то получим ток в цепи короткого замыкания.

Этот ток воздействует на обмотку статора. Если мы примем во внимание, что, как правило, имеется  $2p$  таких короткозамкнутых контуров, то получим полный приведенный к статорной обмотке



Фиг. 100. Влияние токов короткого замыкания; добавочные составляющие —  $\mathcal{E}_w$  (—); —  $\mathcal{E}_b$  (---) и добавочный момент ( $M_k/K$ ) (...) при  $\alpha = 15^\circ$  и  $60^\circ$  в зависимости от относительной скорости вращения  $\nu$ .

ток короткого замыкания

$$I'_k = -2p\ddot{y}_k\ddot{y}\sin\alpha \cdot \mathcal{E}/R_k. \quad (136)$$

На фиг. 100 нанесены в качестве примера для щеточных углов  $\alpha = 15^\circ$  и  $\alpha = 60^\circ$  принятые отрицательными значения рассчитанных по ур. (129) составляющих  $\mathcal{E}_w$  (в фазе с  $\dot{U}$ ) и  $\mathcal{E}_b$  (упреждающей по фазе  $\dot{U}$  на четверть периода) в зависимости от относительной скорости вращения. Мы изображаем отрицательные значения потому, что они, по ур. (131), определяют знаки соответствующих составляющих токов  $I'_{kw}$  и  $I'_{kb}$ . С учетом токов короткого замыкания, первичный активный ток будет  $I_{1w} + I'_{kw}$ , а реактивный ток будет  $I_{1b} + I'_{kb}$ , где  $I_{1w}$  и  $I_{1b}$  подставляются по ур. (116а и б). Из кривых  $-\mathcal{E}_w$  и  $-\mathcal{E}_b$  мы видим, что обе составляющие вблизи синхронной скорости вращения ( $v = 1$ ) меняют свои знаки. Для низших скоростей вращения они отрицательны, для высших скоростей положительны, и так как  $I_{1w}$  в двигателюм режиме всегда отрицателен, влияют на коэффициент мощности таким образом, что он приближается к измеренным значениям.

Чтобы указать масштаб для  $I'_k$ , мы должны знать сопротивление  $R_k$ ;  $I'_k$ , в зависимости от  $\mathcal{E}$ ,  $\alpha$  и  $v$ , можно определить экспериментально, как это подробнее изложено в разд. Н4. Для грубой оценки составляющих тока  $I'_{kw}$  и  $I'_{kb}$ , которые, по крайней мере при малых скоростях вращения, оказываются примерно правильными (см. разд. А7 б), мы можем подставить в ур. (136) для  $R_k$  переходное сопротивление  $R_B$  щеток при номинальном токе, которое мы приняли для нашего двигателя равным  $0,0262 \text{ ом}$ . При этом сопротивлении мы получим коэффициент  $2p\ddot{y}_k\ddot{y}\sin\alpha/R_k$ , на который нужно умножить  $-\mathcal{E}_w$  и  $-\mathcal{E}_b$ , чтобы получить составляющие тока  $I'_{kw}$  и  $I'_{kb}$ , при  $\alpha = 15^\circ$  — как  $0,73 \text{ ом}^{-1}$ , при  $\alpha = 60^\circ$  — как  $2,44 \text{ ом}^{-1}$ . При  $\alpha = 60^\circ$  и наименьшей измеренной скорости вращения  $n = 230 \text{ об/мин}$  (фиг. 94, а), где отклонение расчетного коэффициента мощности от опытного особенно велико, мы получаем  $I'_k = (-5,10 - j0,49) \text{ а}$ .

Рассчитанный по упрощенным уравнениям в разд. 2d коэффициент мощности ( $I_{1w} = -1,39 \text{ а}$ ,  $I_{1b} = j12 \text{ а}$ ) возрастает при этом с 0,115 до 0,49, в то время как измеренный был 0,46 (см. фиг. 93, а и 94, а). Наоборот, при вышесинхронной скорости получается ухудшение коэффициента мощности. При очень малых щеточных углах, например  $\alpha = 15^\circ$ , ухудшение коэффициента мощности, при высоких скоростях вращения, примерно  $v = 1,5$ , еще недостаточно, чтобы получить приблизительное совпадение с опытом. При этом, однако, следует обратить внимание на то, что токи короткого замыкания в этих случаях ( $\alpha$  и  $v$  малы) создают еще заметный добавочный поток по оси, перпендикулярной оси статора, фаза которого такова, что коэффициент мощности уменьшается.

Токи короткого замыкания создают здесь еще добавочный вращающий момент. Если соединение между щетками нару-

шается, то этот момент при неподвижном состоянии противодействует основному моменту, создаваемому током  $I_2$  (стрелка  $n_a$  на фиг. 101). Если же в обмотке якоря также протекает ток, то токи короткого замыкания  $I_k$  дают вращающий момент (см. фиг. 96, б), действующий в направлении основного вращающего момента (стрелка  $n_b$  на фиг. 101). Какой из них будет больше при вращении двигателя, зависит главным образом от скорости вращения. Для результирующего момента  $M_k$ , в дополнение к ур. (118), мы можем записать:

$$\begin{aligned} M_k &= -\frac{p}{\omega} \cdot 2p \frac{\mathcal{E}_B}{\nu} I_k \cos(\dot{\mathcal{E}}_B, \dot{I}_k) = \\ &= -\frac{2p^2}{\omega} \frac{\mathcal{E}_B \mathcal{E}}{\nu R_k} \cos(\dot{\mathcal{E}}_B, \dot{\mathcal{E}}). \end{aligned} \quad (137)$$

Здесь

$$\mathcal{E}_B \mathcal{E} \cos(\dot{\mathcal{E}}_B, \dot{\mathcal{E}}) = \mathcal{E}_{Bw} \mathcal{E}_w + \mathcal{E}_{Bb} \mathcal{E}_b, \quad (137a)$$

если индекс  $w$  обозначает составляющие э. д. с.  $\dot{\mathcal{E}}_B$  и  $\dot{\mathcal{E}}$  в фазе с  $\dot{U}$ , а индекс  $b$  — составляющие в фазе с  $j\dot{U}$ .

Если мы введем для  $\mathcal{E}_{Bw}$  и  $\mathcal{E}_{Bb}$  составляющие, которые получаются из ур. (124 б) и ур. (112 б) (115а) и (116а и б), то получим с сокращениями по ур. (114а и б) и при

$$D = a[(1 + \sigma_2)r_2 \cos \alpha + \nu \sin \alpha] + b\sigma_2 \cos \alpha, \quad (138a)$$

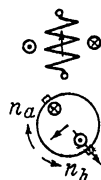
$$F = a\sigma_2 \cos \alpha - b[(1 + \sigma_2)r_2 \cos \alpha + \nu \sin \alpha], \quad (138b)$$

$$M_k = K \frac{\mathcal{E}_w D - \mathcal{E}_b F}{a^2 + b^2} \text{ при } K = \frac{2p^2}{\omega R_k} \ddot{u} \ddot{u} (1 - \sigma) \cos \beta \cdot U. \quad (138, 138c)$$

На фиг. 100 представлен  $M_k/K$  в зависимости от  $\nu$  пунктирными кривыми для  $\alpha = 15^\circ$  и  $\alpha = 60^\circ$ . Добавочный момент меняет свой знак, как и составляющие —  $\mathcal{E}_w$  и —  $\mathcal{E}_b$ , вблизи синхронной скорости вращения и при низких скоростях вращения поддерживает основной вращающий момент; при высоких скоростях вращения он ему противодействует, т. е. оказывает такое влияние на расчетные характеристики вращающего момента, что они лучше совпадают с опытными.

Коэффициент  $K$  в ур. (138) в нашем случае равен  $0,051/R_k \text{ а. см.}$  Если мы умножим на него ординаты кривых  $M_k/K$  на фиг. 100, то получим  $M_k$  в джоулях. Сопротивление  $R_k$ , согласно разд. А7б, возрастает со скоростью вращения. Если мы примем при  $\nu = 1,5$   $R_k = 1,4 \cdot 0,0262 \text{ ом}$ , то получим  $M_k \approx - (0,051/0,0411) \cdot 1,762 = -2,18 \text{ дж} = -0,223 \text{ кгм}$ . При  $\alpha = 15^\circ$  и  $\nu = 1,5$  в разд. с было сосчитано  $M = 0,796 \text{ кгм}$ ; при этом  $M + M_k = 0,573 \text{ кгм}$ . На валу было измерено  $M_w = 0,416 \text{ кгм}$ , разница в  $0,157 \text{ кгм}$  может соответствовать моменту потерь.

**е. Сводка результатов.** Рабочие величины, рассчитанные по разд. Зс при некотором среднем среднем магнитном насыщении железа, которое соответствует примерно  $E_1 = 0,8 U$  по магнитной харак-



Фиг. 101. Вращающий момент токов короткого замыкания.

теристике статорной обмотки (фиг. 87), при синхронной скорости вращения удовлетворительно совпадают с опытом (фиг. 95;  $M$ , естественно, больше, чем  $M_w$  на величину момента потерь). Отклонения в токах и  $\cos\varphi'$  в основном могут объясняться пренебрежением при расчете потерями в железе. С другой стороны, с ростом величины скольжения, обнаруживается возрастающее отклонение от опытных данных. Эти отклонения частично объясняются тем, что насыщение по оси статорной обмотки отличается от такового по оси, перпендикулярной к ней (в двухполюсной системе, см. фиг. 83, б), и что магнитные поля влияют друг на друга (разд. б и с). Но основное влияние оказывают токи в секциях ротора, перекрытых щетками (разд. д), которые, при прочих равных условиях, сказываются тем сильнее, чем больше скорость вращения отличается от синхронной. Они улучшают при нижесинхронной скорости коэффициент мощности и увеличивают вращающий момент и токи (см., например, фиг. 93, с и фиг. 94, с); при вышесинхронной скорости их влияние противоположно.

Так как учет этих влияний трудоемок и ненадежен, обычно удовлетворяются тем, что вращающий момент, скорость вращения и токи для основных величин принимают по кривым фиг. 86, а и б, в которых пренебрегают падениями напряжения и которые поэтому имеют общее значение. При не очень малых щеточных углах  $\alpha$  они более или менее совпадают с кривыми при учете падений напряжения. Отклонения рабочих величин по этим кривым от действительных, особенно коэффициента мощности, должны тогда оцениваться по опыту. Абсолютные значения величин при синхронной скорости, когда токи короткого замыкания под щетками становятся едва заметными, могут быть рассчитаны по разд. 2д и е и 3с с удовлетворительной точностью (см. фиг. 95).

## 5. Регулирование посредством сдвига только одного щеточного устройства при двойных щетках

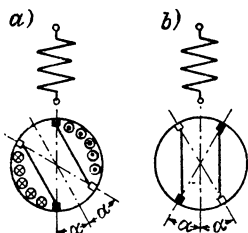
а. Схема. На фиг. 102, а неподвижные щетки закрашены черным и установлены у двигателя, предложенного Дери, по оси обмотки статора; незакрашенные щетки все вместе сдвигаются для регулирования скорости вращения. Для случая диаметральной обмотки якоря результирующее распределение тока по окружности ротора указано посредством крестиков и точек.

Углу сдвига щеток  $2\alpha$  из положения короткого замыкания ( $\alpha = 0$ ) соответствует сдвиг оси обмотки ротора на угол  $\alpha$  относительно статорной обмотки. В положении холостого хода подвижные щетки той же самой короткозамкнутой цепи стоят по оси непосредственно рядом с неподвижными; угол сдвига щеток из положения короткого замыкания тогда равен  $\alpha = \pi$ . Направление вращения у этого двигателя также получается против того направления, в котором сдвигаются щетки из положения холостого хода. Чтобы

изменить направление вращения посредством сдвига щеток, нужно передвинуть подвижные щетки за неподвижные.

Неподвижные щетки также могут сдвигаться с оси статорной обмотки. Благодаря этому оказывается возможным ослабить поля высших гармонических в тех местах окружности якоря, где находятся стороны секций, перекрытых щетками. Лучшим является расположение неподвижных щеток на границе обмотки статора [Л. 92]. Но двигатель тогда по-разному работает при обоих направлениях вращения. Мы ограничимся здесь двигателем Дери, у которого неподвижные щетки стоят по оси обмотки статора (фиг. 102, а).

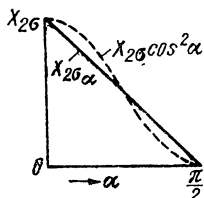
**в. Рабочие характеристики.** В то время как число витков обмотки ротора при сдвиге всех щеток (обычный репульсионный двигатель) не зависит от щеточного угла  $\alpha$ , оно меняется у двигателя Дери с углом сдвига щеток  $2\alpha$  (или углом  $\alpha$  сдвига оси обмотки ротора). Вместо коэффициента трансформации  $\ddot{u}$  в ур. (111) мы вводим по смыслу такой коэффициент трансформации, который получается, если при некотором щеточном угле  $2\alpha$  все щетки смещены таким образом, что ось обмотки ротора совпадает с осью статора (фиг. 102, б). Число витков между неподвижными и подвижными щетками тогда будет:



Фиг. 102. а) Двигатель Дери; б) пояснение к определению коэффициента трансформации.

$$\omega_{2\alpha} = \frac{\pi - 2\alpha}{\pi} \omega_2, \quad (139a)$$

если  $\omega_2$  — общее число (последовательно соединенных) витков при диаметральной расположении щеток. Обмоточный коэффициент получается тогда по фиг. 102, б (предполагается синусоидальное распределение индукции):



Фиг. 103. Реактивное сопротивление рассеяния.

$$\xi_2 = \frac{2 \sin(\pi/2 - \alpha)}{\pi - 2\alpha} \zeta = \frac{2 \cos \alpha}{\pi - 2\alpha} \zeta, \quad (139b)$$

где  $\zeta$  есть коэффициент сокращения шага секции (при диаметральной обмотке  $\zeta = 1$ ) и коэффициент трансформации

$$\ddot{u}_\alpha = \frac{\xi_2 \omega_{2\alpha}}{\xi_1 \omega_1} = \frac{2 \omega_2 \cos \alpha}{\pi \xi_1 \omega_1} \zeta = \ddot{u} \cos \alpha, \quad (139)$$

где  $\ddot{u}$  — коэффициент трансформации по ур. (111) для диаметральных щеток [см. также ур. (93) при  $\alpha_0 = \alpha$  и (93б)].

С коэффициентом трансформации по ур. (139) главное реактивное сопротивление роторной обмотки будет

$$X_{2h\alpha} = X_{2h} \cos^2 \alpha, \quad (140a)$$

если  $X_{2h}$  — главное реактивное сопротивление при  $\alpha = 0$ . У двигателя Дери с углом  $\alpha$  изменяется также реактивное сопротив-

ление рассеяния и активное сопротивление обмотки ротора. А именно:

$$X_{2\sigma\alpha} \approx \frac{\pi - 2\alpha}{\pi} X_{2\sigma} \quad \text{и} \quad R_{W\alpha} \approx \frac{\pi - 2\alpha}{\pi} R_W. \quad (140b \text{ и } c)$$

Если мы подставим (см. фиг. 103)

$$X_{2\sigma\alpha} \approx X_{2\sigma} \cos^2 \alpha \quad \text{и} \quad R_{W\alpha} \approx R_W \cos^2 \alpha, \quad (141a \text{ и } b)$$

то вместо ур. (97b) для обычного репульсионного двигателя войдет

$$X_{2\alpha} = (X_{2h} + X_{2\sigma}) \cos^2 \alpha = X_2 \cos^2 \alpha, \quad (141c)$$

и сохраняются те же самые значения коэффициентов рассеяния  $\sigma_1$ ,  $\sigma_2$  и  $\sigma$ , что и у обычного репульсионного двигателя [ур. (97e до g)]. Если мы сначала примем также и для переходного сопротивления щеток зависимость  $R_{B\alpha} = R_B \cos^2 \alpha$  от угла  $\alpha$ , то отношение сопротивлений  $R_{2\alpha}/X_{2\alpha} = (R_{W\alpha} + R_{B\alpha})/X_{2\alpha}$  не зависит от  $\alpha$  и равно  $r_2$ , как у обычного репульсионного двигателя [ур. (97d)]. Так как  $r_1$  [ур. (97c)] для обоих двигателей одинаково, ур. (99a и b) также остаются справедливыми. Ур. (116a до c) для первичного тока, (117) для коэффициента мощности и (118b) для вращающего момента, следовательно, также справедливы для двигателя Дери, потому что коэффициент трансформации в них больше не входит. Зато для вторичного тока  $I_2$  в ур. (115a и b) нужно вместо  $\ddot{u}$  подставлять  $\ddot{u}_\alpha = \ddot{u} \cos \alpha$ , в то время как приведенный к первичной обмотке ток  $I'_2 = \ddot{u} \cos \alpha \cdot I_2$  снова сохраняет ту же величину, что и у обычного репульсионного двигателя.

По отношению к сети, таким образом, при нашем предположении о переходном сопротивлении щеток  $R_B \cos^2 \alpha$ , двигатель Дери с углом сдвига щеток  $2\alpha$  ведет себя точно так же, как обычный репульсионный двигатель с углом сдвига щеток  $\alpha$ ; следовательно, для него справедливы также и рабочие характеристики, представленные на фиг. 86, a, 88 a и b, если у двигателя Дери  $\alpha$  представляет собою половину угла сдвига щеток. Действительный ток ротора, напротив, у двигателя Дери для того же самого режима нагрузки ( $M$ ,  $n$ ,  $\alpha$ ) в  $1/\cos \alpha$  раз больше, чем у обычного двигателя (для э. д. с. ротора имеет место обратное положение).

Но переходное сопротивление щеток не следует принятому закону  $R_B \cos^2 \alpha$ . Если мы положим его, как у обычного репульсионного двигателя, постоянным, то получим:

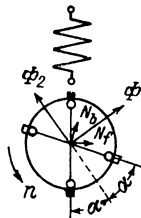
$$R_{2\alpha} \approx R_B + R_W \cos^2 \alpha. \quad (142a)$$

Уравнения обычного репульсионного двигателя можно тогда применять для двигателя Дери, если вместо  $r_2$  [ур. (97d)] подставлять

$$r_{2\alpha} \approx \frac{R_B / \cos^2 \alpha + R_W}{X_2}, \quad (142b)$$

где  $X_2$  имеет то же значение, что и у обычного репульсионного двигателя.

У двигателя Дери заданному изменению скорости вращения соответствует вдвое больший угол щеток, чем для обычного репульсионного двигателя, так что скорость вращения может устанавливаться точнее. Но для большинства приводов, для которых применяются репульсионные двигатели (например подъемные механизмы), такая точная установка скорости вращения не является необходимой. По сравнению с обычным репульсионным двигателем двигатель Дери имеет еще то преимущество, что в положении холостого хода ( $2\alpha = 180^\circ$ ) плоскость витков якоря, перекрытых щетками, совпадает с осью статорной обмотки, так что при покое и включенной в сеть статорной обмотке в короткозамкнутых щетками секциях якоря не возникают токи короткого замыкания. Но так как со сдвигом щеток из положения холостого хода вращающий момент при покое возрастает очень медленно (см. фиг. 88, с), статорная обмотка двигателя Дери также обычно включается в одном из таких положений щеток, при котором можно с уверенностью ожидать пуска двигателя, так что это лучшее качество двигателя Дери практически не используется. На самом деле, двигатель Дери, раньше широко применявшийся, сейчас вытеснен обычным репульсионным двигателем (разд. 2 до 4).



Фиг. 104

**с. Уничтожение искрения.** Сначала рассчитаем э. д. с.  $\dot{\mathcal{E}}$ , индуцированную в секциях ротора, перекрытых щетками, полями в воздушном зазоре. При этом мы должны делать различие между секциями ротора, замкнутыми накоротко неподвижными щетками (ось обмотки  $N_f$  на фиг. 104), и подвижными щетками ( $N_b$ ). В обычном репульсионном двигателе ось витков короткозамкнутой секции находится перпендикулярно оси щеток; поток  $\Phi_2$ , таким образом, не создает никакой составляющей э. д. с. покоя, тогда как поток  $\Phi$  не дает никакой составляющей э. д. с. вращения. У двигателя Дери этого уже не получается, так что его  $\dot{\mathcal{E}}$  состоит из четырех составляющих: э. д. с. покоя  $\dot{\mathcal{E}}_{R\Phi}$  и  $\dot{\mathcal{E}}_{R\Phi_2}$  и э. д. с. вращения  $\dot{\mathcal{E}}_{B\Phi}$  и  $\dot{\mathcal{E}}_{B\Phi_2}$ , вызванных  $\dot{\Phi}$  и  $\dot{\Phi}_2$ . По правилам разд. А3а мы получим, если для упрощения подставим  $\zeta \approx 1$ , т. е.  $\Phi = \Phi_E$  (очень малое отличие ширины секции от полюсного деления):

$$\dot{\mathcal{E}}_{R\Phi} = -j\sqrt{2}\pi\omega_k f \dot{\Phi}_E \cos \alpha; \quad \dot{\mathcal{E}}_{R\Phi_2} = \pm j\sqrt{2}\pi\omega_k f \dot{\Phi}_2 \sin \alpha; \quad (143a \text{ и } b)$$

$$\dot{\mathcal{E}}_{B\Phi} = \mp \sqrt{2}\pi\omega_k v f \dot{\Phi}_E \sin \alpha; \quad \dot{\mathcal{E}}_{B\Phi_2} = -\sqrt{2}\pi\omega_k v f \dot{\Phi}_2 \cos \alpha, \quad (143c \text{ и } d)$$

где верхние знаки соответствуют секциям ротора, перекрытым неподвижными щетками, а нижние — подвижными щетками.

Если мы подставим в эти уравнения выражения потоков через э. д. с.  $\dot{E}_2$  и  $\dot{E}$  [ур. (109b и c)], которые индуцируются во всей обмотке ротора, и возьмем сумму этих четырех составляющих, то получим с учетом ур. (124):

$$\dot{\mathcal{E}} = -\ddot{u}_k [\dot{E} (j \cos \alpha / v \pm \sin \alpha) + \dot{E}_2 (j v \cos \alpha \pm \sin \alpha)], \quad (144a)$$



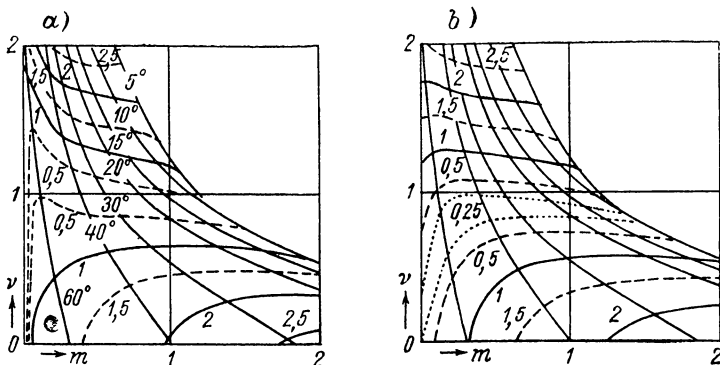
где снова верхние знаки соответствуют секциям, перекрытым неподвижными, а нижние — подвижными щетками.

Если мы выразим э. д. с.  $\dot{E}$  и  $\dot{E}_2$  через первичный ток  $I_1$  [ур. (112b и c) и (115a)], то уравнение (144a) преобразуется в

$$\dot{\mathcal{E}} = - \frac{\ddot{u}_k \ddot{u}_{X1h}}{1 + \sigma_2} \cdot \frac{A + jB}{r_2 + j} I_1, \quad (145)$$

где для неподвижных щеток нужно подставить

$$A = (1 + \sigma_2) v r_2 + \frac{v^2 - 1}{2} \sin 2\alpha; \quad B = v \sigma_2, \quad (145a \text{ и } b)$$



Фиг. 105. Кривые постоянной э. д. с. искрения: а) для неподвижных, б) для подвижных щеток.

а для подвижных щеток

$$A = (1 + \sigma_2) (v r_2 \cos 2\alpha - \sin 2\alpha) + \frac{v^2 + 1}{2} \sin 2\alpha; \quad (145c)$$

$$B = (1 + \sigma_2) r_2 \sin 2\alpha + v \sigma_2 \cos 2\alpha. \quad (145d)$$

Величина  $\dot{\mathcal{E}}$  получается, если мы еще выразим ток  $I_1$  по ур. (116c) через напряжение на зажимах [а и б по ур. (114a и b)], как

$$\dot{\mathcal{E}} = (1 - \sigma) \ddot{u} \ddot{u}_k \sqrt{\frac{A^2 + B^2}{a^2 + b^2}} U. \quad (146)$$

Э. д. с. искрения будет  $\dot{\mathcal{E}}_F = \dot{\mathcal{E}} + \dot{\mathcal{E}}_w$  (см. разд. 3е). Э. д. с. коммутации  $\dot{\mathcal{E}}_w$  находится в фазе с  $\dot{I}_2$  и по разд. 1д при том же общем токе  $I_2$  и той же скорости вращения оказывается вдвое меньше, чем при одинарном щеточном устройстве. Следовательно, у двигателя Дери для  $\alpha < 60^\circ$  она меньше, а для  $\alpha > 60^\circ$  она больше, чем у обычного репульсионного двигателя с одинарным щеточным устройством. Для примера, приведенного в разд. 3е, мы можем поэтому, при практически имеющих место щеточных углах  $\alpha \leq 60^\circ$ , тем более пренебречь  $\dot{\mathcal{E}}_w$  по сравнению с  $\dot{\mathcal{E}}$  и полагать  $\dot{\mathcal{E}}_F \approx \dot{\mathcal{E}}$ .

На фиг. 105,а для неподвижных и на фиг. 105,б для подвижных щеток представлены кривые постоянных э. д. с.  $\dot{\mathcal{E}}$  в плоскости  $m, v$  нашего двигателя.

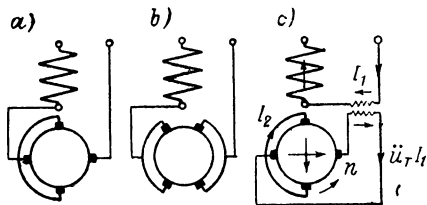
Скоростные характеристики, указанные тонкими линиями, при больших щеточных углах заметно отклоняются от соответствующих кривых для обычного репульсионного двигателя (фиг. 92). Эти отклонения здесь проявляются несколько сильнее, конечно, потому, что при расчете было подставлено  $r_{2\alpha} = r_2 / \cos^3 \alpha$ , тогда как ур. (142b) со значениями  $R_B$  и  $R_W$ , которые были положены в основу фиг. 92, *a* (0,0556 и 0,032 ом), при  $\alpha = 60^\circ$ , дает примерно на 20% меньшее значение для  $r_{2\alpha}$ . В остальном мы видим, что уничтожение искрения в двигателе Дери несколько благоприятнее, чем у обычного двигателя. Как фиг. 105, *a* и *b*, так и фиг. 92 соответствуют напряжению на зажимах 110 в; при 120в относительные скоростные характеристики остаются неизменными, тогда как э. д. с.  $\mathcal{E}$  становится на 9% больше.

## 6. Компенсированный репульсионный двигатель

**а. Схема.** Компенсированный репульсионный двигатель получается из репульсионного двигателя Аткинсона (фиг. 78, *b*), если специальная обмотка возбуждения упраздняется, а первичный ток пропускается через якорную обмотку посредством возбуждательных щеток; линия, соединяющая эти щетки, в двухполюсной системе, проходит перпендикулярно оси статорной обмотки. Фиг. 106, *a* и *b* показывает две формы исполнения этого двигателя — с одинарными щетками по Эйхбергу [Л. 93] и с двойными щетками по Латуру [Л. 94].

В обмотке ротора посредством вращения в поле, существующем по оси обмотки статора, индуктируется э. д. с., которая противодействует э. д. с. покоя, вызванной потоком возбуждения, и, следовательно, при некоторой определенной нагрузке, лежащей вблизи синхронной скорости вращения, ее компенсирует. Чтобы сделать напряжение на зажимах двигателя не зависимым от напряжения ротора, между рабочей цепью и цепью возбуждения включается последовательный трансформатор, как это показано на фиг. 106, *c* для двигателя с одинарными щетками. Этот трансформатор может также, если его обмотки имеют выводы, служить для регулирования скорости вращения (см. разд. В5а).

Мы определим направление вращения двигателя, если на фиг. 106, *c* произвольно примем направление тока ( $i_1$ ) в первичной цепи и обозначим составляющие других токов, совпадающие по фазе с  $i_1$ . Тогда получаются указанные стрелками магнитные оси обмоток в якоре при двухполюсном исполнении. Вращающий момент, создаваемый потоком возбуждения с током якоря  $i_2$ , действует в таком направлении, в котором ось обмотки роторного тока  $i_2$  может кратчайшим путем поворачиваться к оси тока возбуждения  $i_T i_1$ , т. е. против часовой стрелки, как это показано стрелкой, обозначенной  $n$ . Кроме того, развивается также еще



Фиг. 106. Схемы компенсированных репульсионных двигателей.

вращающий момент между током  $\ddot{u}_T l_1$  в роторной обмотке и потоком по оси статора, который, как мы увидим в разд. б, противодействует основному моменту, но сравнительно мал.

**б. Уравнения напряжений и вращающий момент.** Мы ограничимся схемой фиг 106, с с одинарными щетками и пренебрежем для простоты намагничивающим током трансформатора. Реактивные сопротивления рассеяния трансформатора мы можем считать включенными в сопротивление статорной обмотки  $X_{1\sigma}$ . Если мы обозначим через  $\omega_{1T}$  и  $\omega_{2T}$  числа витков трансформатора и введем коэффициенты трансформации

$$\ddot{u} = \frac{\xi_2 \omega_2}{\xi_1 \omega_1}; \quad \ddot{u}_T = \frac{\omega_{1T}}{\omega_{2T}}; \quad \ddot{u}_E = \ddot{u} \ddot{u}_T, \quad (147a \text{ до } c)$$

то уравнения напряжений для первичной цепи и вторичной цепи возбуждения, если мы направим положительную ось роторной обмотки, обтекаемой рабочим током  $\dot{I}_2$ , не как на фиг. 106, с, а согласно с осью статорной обмотки, будут:

$$\dot{U} + (R_1 + jX_{1\sigma}) \dot{I}_1 = \dot{E}_1 + \dot{E}_{1T} \quad (148a)$$

и

$$(R_2 + jX_{2\sigma}) \ddot{u}_T \dot{I}_1 = -\dot{E}_{1T} / \ddot{u}_T + \dot{E}_{B_1}. \quad (148b)$$

$\dot{E}_{B_1}$  есть э. д. с. вращения в поле по оси статора, благодаря которой компенсированный репульсионный двигатель и отличается, главным образом, от репульсионного двигателя Аткинсона. Для намагничивающего тока  $\dot{I}_\mu$  по оси статорной обмотки и коэффициента трансформации здесь справедливы также ур. (92a до с), как для обычного репульсионного двигателя с неподвижными щетками.

Если мы подставим э. д. с. трансформатора  $\dot{E}_{1T}$  по ур. (148b) в ур. (148a), то уравнение для первичной цепи будет:

$$\dot{U} + [R_1 + \ddot{u}_T R_2 + j(X_{1\sigma} + \ddot{u}_T^2 X_{2\sigma})] \dot{I}_1 = \dot{E}_1 + \ddot{u}_T \dot{E}_{B_1}. \quad (149a)$$

Для вторичной рабочей цепи справедливо то же уравнение, что и для репульсионного двигателя Аткинсона [ур. (101b)]:

$$(R_2 + jX_{2\sigma}) \dot{I}_2 = \dot{E}_2 + \dot{E}. \quad (149b)$$

В этих уравнениях  $\dot{E}_1$  и  $\dot{E}_2$  имеют те же значения, что и у репульсионного двигателя с неподвижными щетками [ур. (94b и c)]:

$$\dot{E}_1 = -jX_{1h} \dot{I}_\mu; \quad \dot{E}_2 = -j \frac{X_{2h}}{\ddot{u}} \dot{I}_\mu. \quad (150a \text{ и } b)$$

Э. д. с. вращения  $\dot{E}$  состоит из двух частей. Основная часть вызвана потоком в зазоре, который создает ток возбуждения  $\ddot{u}_T \dot{I}_1$  в роторной обмотке; он получается из ур. (101), если подставить  $\xi_2 \omega_2$  вместо  $\xi_E \omega_E$ ,  $X_{2h}$  вместо  $X_{Eh}$  и  $\ddot{u}_T \dot{I}_1$  вместо  $\dot{I}_1$ , и дает часть  $\ddot{u}_T X_{2h} \dot{I}_1$ . Так как поток возбуждения создается здесь роторной обмоткой, поток рассеяния возбуждения также дает еще некоторую часть э. д. с. вращения  $\dot{E}$ . Поток рассеяния от тока возбуждения  $\ddot{u}_T \dot{I}_1$  получается из уравнения  $\sqrt{2} \pi f \omega_2 \dot{\Phi}_{2\sigma} = X_{2\sigma} \ddot{u}_T \dot{I}_1$ . Если мы подста-

вим этот поток  $\Phi_{2\sigma}$  вместо  $\Phi$  в ур. (2b), то получим при  $\omega_2$  вместо  $\omega$  часть э. д. с.  $\dot{E}$ , вызванную потоком рассеяния, как  $\sqrt{2/\pi} \cdot X_{2\sigma} \ddot{u}_T I_1$ . Полная э. д. с. вращения в рабочей цепи ротора будет, следовательно:

$$\dot{E} = \sqrt{2/\pi} (X_{2h} + 2/\pi \cdot X_{2\sigma}) I_1. \quad (150)$$

Для этой э. д. с. принимается во внимание не полное реактивное сопротивление рассеяния  $X_{2\sigma}$ , а только  $2/\pi$  от него, потому что поток рассеяния обмотки возбуждения сцепляется со всеми витками, а обмотка ротора является равномерно распределенной (обмоточный коэффициент  $2/\pi$ ). Чтобы получить более наглядные уравнения, мы заменим  $X_{2h} + 2/\pi \cdot X_{2\sigma}$  через  $X_{2h} + X_{2\sigma} = X_2$ , т. е. подставим для э. д. с. вращения

$$\dot{E} \approx \sqrt{2/\pi} X_2 I_1. \quad (150c)$$

Э. д. с. вращения  $\dot{E}_{B_1}$ , вызванная полем по оси статорной обмотки, также состоит из двух частей. Одна часть, вызванная потоком  $\Phi_1$ , по ур. (95b) (при  $X_{1h} I_{\mu} / \xi_1 \omega_1$  вместо  $X_{Eh} I_2 / \xi_E \omega_E$ ) равна  $-\sqrt{2/\pi} X_{1h} I_{\mu}$ , другая, вызванная полем рассеяния роторной обмотки, которое возбуждает рабочий ток  $I_2$ , равна  $-\sqrt{2/\pi} X_{2\sigma} I_2$ . Если мы здесь также введем для этой последней, сравнительно малой части,  $-\sqrt{2/\pi} X_{2h} I_2$ , то будет:

$$\dot{E}_{B_1} = -\sqrt{2/\pi} (\ddot{u}_T X_{1h} I_{\mu} + X_{2\sigma} I_2) = -\sqrt{2/\pi} (\ddot{u}_T X_{1h} I_1 + X_2 I_2). \quad (150d)$$

Если мы подставим э. д. с. по ур. (150a и c) в уравнения напряжений (149a и b), то получим с сокращениями по ур. (97a до g) и при

$$a = \left( r_1 + \frac{u_{E\nu}}{1 + \sigma_1} + \frac{1 + \sigma_2}{1 + \sigma_1} \ddot{u}_E^2 r_2 \right) r_2 + \frac{1 + \sigma_2}{1 + \sigma_1} \ddot{u}_E^2 (\nu^2 - 1) - \sigma; \quad (151a)$$

$$b = r_1 + \left( 1 + 2 \frac{1 + \sigma_2}{1 + \sigma_1} \ddot{u}_E^2 \right) r_2 + \frac{u_{E\nu}}{1 + \sigma_1} \quad (151b)$$

для первичного тока и вторичного рабочего тока

$$I_1 = -\frac{r_2 + j}{a + jb} \frac{\dot{U}}{X_1}; \quad I_2 = \frac{(1 + \sigma_2) u_{E\nu} - j}{r_2 + j} \cdot \frac{I_1}{(1 + \sigma_2) u}. \quad (152a \text{ и } b)$$

Коэффициент мощности равен отношению активной составляющей  $I_{1w}$  к  $I_1$ .

Активная мощность э. д. с. вращения  $\dot{E}_{B_1}$  по ур. (150 d) и (152b) равна:

$$\begin{aligned} E_{B_1} \ddot{u}_T I_1 \cos(\dot{E}_{B_1}, I_1) &= \sqrt{2/\pi} \ddot{u}_T \left\{ \ddot{u}_T X_{1h} + X_2 \left[ \frac{I_2}{I_1} \right]_{\text{Re}} \right\} I_1^2 = \\ &= \sqrt{2/\pi} \frac{(1 + \sigma_2) u_{E\nu} r_2 + r_2^2}{1 + r_2^2} \ddot{u}_E X_{1h} I_1^2, \end{aligned} \quad (153a)$$

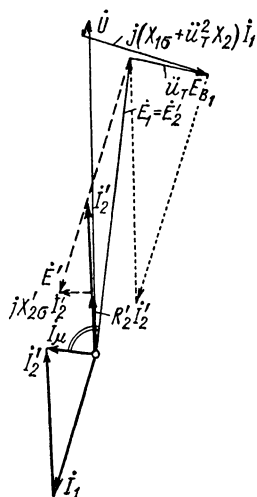
а активная мощность э. д. с. вращения  $\dot{E}$  по ур. (150c) и (152b):

$$E I_2 \cos(\dot{E}, I_2) = \sqrt{2/\pi} X_2 \left[ \frac{I_2}{I_1} \right]_{\text{Re}} \cdot I_1^2 = \sqrt{2/\pi} \frac{(1 + \sigma_2) \ddot{u}_E r_2 \nu - 1}{1 + r_2^2} \ddot{u}_E X_{1h} I_1^2. \quad (153b)$$

Путем суммирования этих мощностей, с учетом ур. (152а), получаем [см. ур. (105)]:

$$M = \frac{p}{2\pi f} \cdot \frac{1}{a^2 + b^2} \cdot \frac{2(1 + \sigma_2) \ddot{u}_E r_2 v - r_2^2}{(1 + \sigma_1) X_1} \cdot \ddot{u}_E U^2. \quad (154)$$

На фиг. 107 представлена векторная диаграмма для той же относительной скорости вращения  $v = 0,9$ , которой соответствовали диаграммы на фиг. 80 и 82 обычного репульсионного двигателя. При этом опять в основу принят репульсионный двигатель, подробно рассмотренный в разд. 3б, с  $X_1 = 12,67 \text{ ом}$ ,  $r_1 = 0,0126$ ,  $r_2 = 0,0645$ ,  $\sigma_1 = 0,0558$ ,  $\sigma_2 = 0,0405$ ,  $\sigma = 0,09$ ;  $\ddot{u}_E$  принято, как и на фиг. 80 и 82, равным 0,3; при этом коэффициент трансформации последовательного трансформатора  $\ddot{u}_T = \ddot{u}_E / \ddot{u} = 0,914$ .

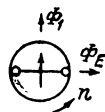


Фиг. 107. Векторная диаграмма компенсированного репульсионного двигателя;  
 $v = 0,9$ ,  $M = 1,6 \text{ кгм}$ .

Вращающий момент получается несколько больше, чем по фиг. 80 и 82, а именно  $M = 1,6 \text{ кгм}$ . Из сравнения фиг. 107 с фиг. 80 и 82 очевидно, что коэффициент мощности под влиянием э. д. с. вращения  $E_{B1}$  по сравнению с коэффициентом мощности обычного репульсионного двигателя, значительно улучшается. То, что активная составляющая тока  $i_1$ , возросла несколько больше, чем вращающий момент, объясняется сравнительно большим переходным сопротивлением щеток в цепи возбуждения; на фиг. 80 и 82 активным сопротивлением обмотки возбуждения мы пренебрегли.

Компенсированный репульсионный двигатель, как и все рассмотренные в разд. D двигатели, имеет свойства последовательного двигателя. Но, несмотря на то, что он был сначала предложен и выполнен его изобретателями Эйхбергом и Латуром для однофазной тяги, он не нашел в ней практического применения. Причина этого заключается в том, что он, как и все репульсионные двигатели, принимая во внимание искрение под щетками, более или менее связан синхронной скоростью вращения. Для тяги с частотой  $16\frac{2}{3} \text{ гц}$  он должен выбираться с малым числом полюсов, в связи с чем его вес и габариты по сравнению с обычным последовательным двигателем увеличиваются и выполнение для больших мощностей очень осложняется. Кроме того, нужны еще щетки возбуждения, которые, правда, при практическом выполнении с последовательным трансформатором (фиг. 106, с), следует выбирать только для части рабочего тока.

**с. Уничтожение искрения.** Для рабочих щеток (по оси статорной обмотки), при прочих равных условиях, здесь э. д. с. искрения такая же, как у обычного репульсионного двигателя. Для щеток возбуждения, при пренебрежении падением напряжения в роторной-рабочей цепи, э. д. с. покоя, вызванная потоком  $\Phi_1$ , для всех режимов нагрузки практически компенсируется посредством э. д. с. вращения, вызванной



Фиг. 108.

потоком возбуждения  $\dot{\Phi}_E$ . Уравнения для э. д. с. покоя и вращения в одном витке якоря, перекрытом щетками возбуждения (см. фиг. 108), получаются:

$$\dot{\mathcal{E}}_R = -j\sqrt{2}\pi f\dot{\Phi}_1 \quad \text{и} \quad \dot{\mathcal{E}}_B = \sqrt{2}\pi f\dot{\Phi}_E. \quad (155a \text{ и } b)$$

Но в пренебрежении падениями напряжения в роторной-рабочей цепи по ур. (149b) будет:

$$\dot{E}_2 = -\dot{E} \quad \text{и при этом} \quad -j\dot{\Phi}_1 = -\dot{\Phi}_E; \quad (155c \text{ и } d)$$

следовательно,

$$\dot{\mathcal{E}}_R + \dot{\mathcal{E}}_B = 0. \quad (155)$$

В действительности это условие при учете падений напряжения в цепи ротора, которыми мы пренебрегали, выполняется только приближенно.

## 7. Репульсионно-асинхронный двигатель

Репульсионно-асинхронным двигателем называется такой двигатель, который пускается, как репульсионный двигатель, и вблизи синхронной скорости вращения, посредством встроенного в ротор центробежного выключателя, обмотка ротора многофазно замыкается накоротко. Таким образом, после окончания пуска двигателя работает как асинхронный и его скорость вращения при разгрузке ограничена. Он применяется в однофазных сетях для приводов подъемных механизмов [Л. 95]. На работе такого двигателя мы не будем подробнее останавливаться, так как его свойства получаются из свойств репульсионного и асинхронного двигателей (разд. С, т. IV).

Ограничение скорости вращения, а именно, как у репульсионно-асинхронного двигателя, мы получим также у репульсионного двигателя с двойным комплектом щеток (см., например, фиг. 79, б), если после окончания пуска оба из короткозамкнутых комплекта щеток еще раз соединим вместе. Роторная обмотка будет тогда многофазно короткозамкнута через щетки и будет вести себя подобно тому, как при непосредственном многофазном коротком замыкании обмотки ротора (см. разд. IС). Соединение может выполняться также через регулируемое сопротивление, чтобы сделать ограничение скорости вращения зависящим от нагрузки.

## Е. ОДНОФАЗНЫЕ МАШИНЫ С ШУНТОВЫМИ СВОЙСТВАМИ

Однофазную машину с коллектором принципиально также можно включить таким образом, чтобы она получила свойства, подобные свойствам шунтовой машины постоянного тока, т. е. чтобы ее скорость вращения, если она применяется в качестве двигателя, незначительно менялась с нагрузкой и чтобы путем увеличения

скорости вращения или увеличения возбуждения она могла работать в качестве генератора. При этом необходимо, чтобы напряжение на обмотке возбуждения имело правильную фазу (около  $90^\circ$ ) относительно напряжения якоря, так чтобы поток возбуждения и ток в якоре были примерно в фазе. Такое напряжение можно легко получить от многофазной сети, но при однофазных сетях для этого требуются фазопреобразователь или специальная схема включения обмотки возбуждения с сопротивлениями и конденсаторами.

Чтобы при всех нагрузках разность фаз между потоком возбуждения и током якоря сохраняла благоприятное значение, необходимы специальные мероприятия <sup>1</sup> (разд. Ic и d), которые частично также могут использоваться в многофазных машинах и регулировочных агрегатах. Практическое применение машины независимого возбуждения или шунтовые машины для однофазного тока до сих пор нашли только при рекуперативном торможении тяговых двигателей (разд. G4), а именно, во всех рассмотренных в разд. 1 до 4 схемах; в большинстве случаев, конечно, без специальных устройств для автоматического регулирования наилучшего фазового угла при изменениях нагрузки. В качестве вспомогательной машины она оказалась особенно целесообразной при многократном управлении однофазными тяговыми двигателями [Л. 100]. Рассматриваемая в разд. 6 машина является наиболее старым типом однофазной шунтовой машины и, по-видимому, в настоящее время больше не выполняется.

При известных схемах машина может самовозбуждаться токами частоты, отличной от частоты сети. В разд. F мы ближе рассмотрим это явление и мероприятия для уничтожения токов частоты, отличной от частоты сети. При дальнейших рассмотрениях мы предположим, что напряжение к цепи якоря подводится непосредственно. Эти схемы легко можно также распространить на такие машины, у которых напряжение к цепи якоря подводится посредством индукции от обмотки статора.

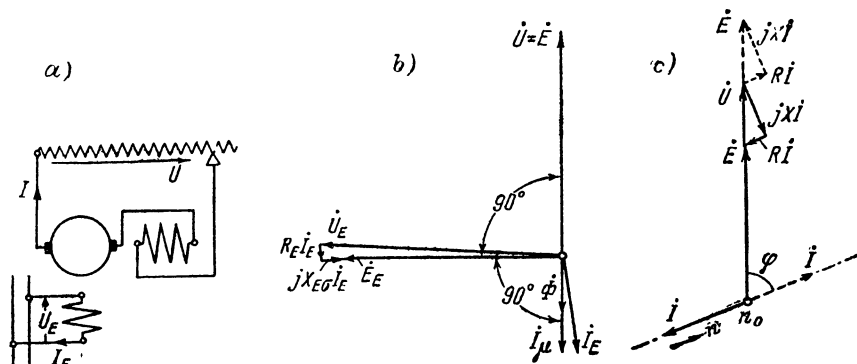
## 1. Машины с независимым возбуждением

При установке фазы напряжения обмотки возбуждения, если не применяется никаких специальных средств для наиболее благоприятного действия напряжения  $\dot{U}_E$  на обмотке возбуждения, следует различать два случая. В первом случае э. д. с. вращения  $\dot{E}$  находится в фазе (или противофазе) с напряжением  $\dot{U}$  цепи якоря; при чисто холостом ходе ток якоря  $I$  тогда равен нулю, но при нагрузке сильно сдвигается по фазе относительно  $\dot{E}$ . Во втором случае ток якоря и э. д. с. вращения находятся в фазе (или противофазе) при номинальной нагрузке, и при других режимах нагрузки могут возникать большие различия по фазе между  $I$  и  $\dot{E}$ .

<sup>1</sup> На возникающие нарушения при независимом возбуждении у шунтовых двигателей для однофазного и многофазного тока указал автор и предложил средства для их устранения [Л. 98 а и b, 99 а до d].

а.  $\dot{U}$  и  $\dot{E}$  совпадают по фазе. На фиг. 109, а представлена схема при питании цепи якоря от сети с напряжением  $\dot{U}$ . Обмотка возбуждения включена на особую сеть с напряжением возбуждения  $\dot{U}_E$ , которое должно иметь ту же частоту, что и напряжение  $\dot{U}$ .

Чтобы при чисто холостом ходе ток якоря стал равным нулю, э. д. с. вращения  $\dot{E}$ , индуцированная в обмотке якоря, находящаяся в противофазе с намагничивающим током  $I_\mu$  или потоком возбуждения  $\Phi$ , должна быть в фазе с напряжением на зажимах  $\dot{U}$ . Отсюда по фиг. 109, б) получается необходимая фаза напряжения возбуждения  $\dot{U}_E$ , которое должно было бы точно на четверть пе-



Фиг. 109. а) Схема машины независимого возбуждения; б) фаза между  $\dot{U}_E$  и  $\dot{U}$ ; в) векторная диаграмма при двигательном (—) и генераторном (---) режимах.

риода упреждать  $\dot{E}$ , если бы  $\dot{E}_E$  и  $\dot{U}_E$  совпадали по фазе, и, следовательно, падения напряжения в обмотке возбуждения не вызывали никакого сдвига по фазе  $\dot{E}_E$  относительно  $\dot{U}_E$ . Эти падения напряжения, однако, очень малы, так что  $\dot{U}_E$  приблизительно на четверть периода должно упреждать по фазе напряжение  $\dot{U}$ .

Из-за потерь в железе при покое, покрываемых из сети возбуждения, и реакции токов короткого замыкания в секциях якоря, перекрытых щетками, ток возбуждения  $I_E$  оказывается несколько смещенным по фазе относительно намагничивающего тока  $I_\mu$ . При постоянном напряжении возбуждения  $\dot{U}_E$  на фазу  $I_E$  может оказывать влияние изменение реакции токов короткого замыкания. Падения напряжения в обмотке возбуждения при этом также изменяются, так что э. д. с.  $\dot{E}_E$  может изменять свою фазу. Но это изменение фазы из-за малости падений напряжения в цепи возбуждения очень ничтожно. Мы можем поэтому принять, что при постоянном напряжении возбуждения  $\dot{U}_E$  фаза  $\dot{E}$  также остается приблизительно (примерно до  $\pm 2^\circ$ ) постоянной.

На фиг. 109, в) представлены векторные диаграммы при нагрузке машины в качестве двигателя и (штрихами) в качестве генератора.



При постоянном напряжении на зажимах  $E/E_E \approx E/U_E$  является мерой для скорости вращения. Если  $E_E$  и при этом поток возбуждения  $\Phi$  остаются постоянными,  $E/U$  есть соответствующая скорость вращения, отнесенная к скорости вращения холостого хода.

Величина коэффициента мощности в цепи якоря не зависит от нагрузки и по фиг. 109, с равна

$$\cos \varphi = R / \sqrt{R^2 + X^2}, \quad (156)$$

т. е. для больших машин, у которых обычно активное сопротивление  $R$  якорной цепи меньше, чем реактивное сопротивление  $X$ , очень мала. Заданный вращающий момент может создаваться только при относительно большом токе якоря и при этом также с большими потерями в цепи якоря.

Реактивное сопротивление  $X$  обычно полагается постоянным и выбирается насколько возможно меньшим. Мы можем поэтому поставить вопрос, при каком активном сопротивлении  $R$  потери для заданного момента  $M$  будут минимальными. По ур. (17с) (при  $\cos \varepsilon_1 = \cos \varphi$ )

$$I = \frac{M}{C} \frac{\sqrt{R^2 + X^2}}{R}; \quad C = \frac{z p}{2 \pi a} \Phi_{\text{eff}}, \quad (157a \text{ и } b)$$

где  $C$  при независимом возбуждении машины есть величина постоянная. Потери в меди якоря будут тогда:

$$RI^2 = \left( \frac{M}{C} \right)^2 \left( R + \frac{X^2}{R} \right); \quad (157c)$$

они будут при постоянном вращающем моменте наименьшими, если [Л. 98 b]

$$R = X. \quad (157)$$

Активное сопротивление, таким образом, нужно увеличивать, если оно уже не больше чем  $X$ , посредством некоторого добавочного активного сопротивления, так чтобы выполнялось ур. (157). Тогда  $|\cos \varphi| = 0,707$  и потери в цепи якоря будут вдвое больше, чем они были бы при совпадении по фазе тока якоря и потока возбуждения при том же самом вращающем моменте.

Из уравнения напряжений

$$\dot{U} + RI + jXI = \dot{E} \quad \text{при} \quad \dot{E} = -Kn \dot{I}_\mu, \quad (158a \text{ и } b)$$

где  $K$  есть постоянная величина для каждого значения  $I_\mu$ , мы получим ток в якоря

$$I = - \frac{\dot{U} + Kn \dot{I}_\mu}{R + jX} = \frac{(\dot{U} + Kn \dot{I}_\mu)(R - jX)}{R^2 + X^2}. \quad (159a)$$

Геометрическим местом тока якоря является, следовательно, прямая, которая на фиг. 109, с показана штрихпунктиром. При покое ( $n = 0$ )

$$I_{n=0} = \frac{-R + jX}{R^2 + X^2} \dot{U}. \quad (159b)$$

Скорость вращения, как и у двигателя постоянного тока, может регулироваться как посредством изменения потока возбуждения, т. е. изменения напряжения возбуждения  $U_E$ , так и посредством изменения напряжения якоря  $U$ , при сохранении фазового угла между  $\dot{U}$  и  $\dot{U}_E$ , например, ступенчатым трансформатором. При изменении  $U_E$  обычно  $\dot{E}$  больше не остается строго в фазе с  $\dot{U}$ . В следующем разделе мы увидим, какое влияние это оказывает на поведение машины.

**б.  $\dot{E}$  и  $\dot{I}$  совпадают по фазе.** Наименьшие потери для заданного режима нагрузки мы получим, когда ток якоря  $\dot{I}$  с э. д. с. вращения  $\dot{E}$  находится в фазе или противофазе. При этом получается также относительно лучший коэффициент мощности для цепи якоря. Этот случай представлен на фиг. 110 для номинального режима двигателя сильно выделенной диаграммой цепи якоря. Фазовый угол между  $\dot{U}_E$  и  $\dot{U}$  здесь должен быть меньше на фазовый угол между  $\dot{U}$  и  $\dot{E}$ , чем на диаграмме на фиг. 109, б и с. Если мы поддерживаем  $\dot{U}$  и  $\dot{U}_E$  постоянными, то ток якоря при чисто холостом ходе не будет больше равен нулю. Чтобы вращающий момент был равен нулю, должно быть  $\dot{I} \perp \dot{E}$ ; для холостого хода с током якоря  $\dot{I}_0$  мы получаем векторную диаграмму цепи якоря, указанную пунктирными линиями. Отсюда мы видим, что скорость вращения, мерой для которой является  $E$ , при холостом ходе сильно возрастает, и это же имеет место для потерь в цепи якоря из-за большого тока якоря  $\dot{I}_0$  [Л. 98а].

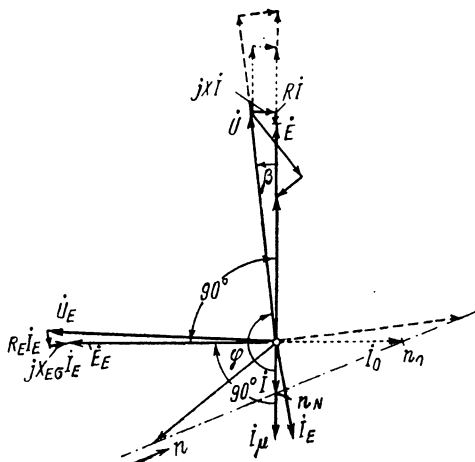
Если мы обозначим величины при холостом ходе индексом 0, то согласно фиг. 110 ток холостого хода в цепи якоря будет:

$$I_0 = XI/R \quad (160a)$$

и отношение скоростей вращения

$$\frac{n_0}{n} = \frac{E_0}{E} = \frac{E + RI + XI_0}{E} = 1 + \frac{RI}{E} \left[ 1 + \left( \frac{X}{R} \right)^2 \right]. \quad (160b)$$

На фиг. 110  $X/R = 2,5$  и  $RI/E = 0,0463$ . При этом  $I_0 = 2,5I$  и  $n_0/n = 1,34$ . Для  $R = X$  отношение скоростей вращения будет минимальным, а именно,  $n_0/n = 1,23$ ; ток холостого хода будет



Фиг. 110. Векторная диаграмма, если при постоянном положении  $\dot{U}_E$  для двигательного-номинального режима  $\dot{I}$  и  $\dot{E}$  находятся в противофазе; ..... холостой ход; ——— генераторный режим.

тогда  $I_0 = I$ . Эти соотношения могут быть получены, если  $X > R$ , посредством искусственного увеличения  $R$ .

Еще большее увеличение скорости вращения мы получаем при генераторном режиме ( $\angle \dot{E}, I < 90^\circ$ ), причем коэффициент мощности  $\cos \phi$  становится очень малым. Если мы обозначим величины при генераторном режиме индексом  $G$  и через  $m$  отношение вращающего момента при генераторном режиме к моменту при двигательном режиме при равенстве фаз между  $I$  и  $I_\mu$ , т. е.  $I_G \cdot \cos(\dot{E}_G, I_G) = m \cdot I$ , то можно вывести:

$$\frac{I_G}{I} = \sqrt{m^2 + [(1+m)X/R]^2}; \quad \cos(\dot{E}_G, I_G) = \frac{m}{\sqrt{m^2 + [(1+m)X/R]^2}}; \quad (161a \text{ и } b)$$

$$\frac{n_G}{n} = \frac{E_G}{E} = 1 + (1+m) \left[ \frac{RI}{E} + \frac{X}{R} \frac{XI}{E} \right]. \quad (161c)$$

Если вращающий момент при генераторном режиме вполупину меньше ( $m = 0,5$ ), чем при двигательном режиме при совпадении по фазе  $I$  и  $I_\mu$ , то  $I_G = 3,78I$ ;  $\cos(\dot{E}_G, I_G) = 0,132$ ;  $n_G/n = 1,505$ . Для этого случая на фиг. 110 диаграмма начерчена штриховыми линиями.

Слабо начерченная диаграмма на фиг. 110 показывает, наконец, двигательный режим с перегрузкой при том же самом фазовом угле между  $\dot{U}$  и  $\dot{U}_E$ , что и для прочих диаграмм. Здесь принят удвоенный вращающий момент ( $m = 2$ ) [в ур. (161a до c) при двигательном режиме с перегрузкой следует подставить  $1 - m$  вместо  $1 + m$ ].

Геометрическим местом тока якоря  $I$ , для которого здесь также справедливо ур. (159a), является прямая, начерченная штрих-пунктиром на фиг. 110.

Из диаграмм на фиг. 110 мы видим, что коэффициент мощности и коэффициент полезного действия при генераторном режиме оказываются очень плохими, если установлен наиболее благоприятный фазовый угол между  $I_\mu$  и  $\dot{U}$  для некоторой определенной нагрузки при двигательном режиме.

То же самое справедливо для двигательного режима, если установлен наиболее благоприятный угол между  $I_\mu$  и  $\dot{U}$  для генераторного режима. Поэтому достичь наиболее благоприятных значений коэффициента мощности и коэффициента полезного действия можно только внутри относительно малой области нагрузок.

**с. Фазовый угол между  $\dot{I}$  и  $\dot{U}$ .** Для определения постоянного фазового угла  $\beta$  между  $\dot{E}$  и  $\dot{U}$  или  $-I_\mu$  и  $\dot{U}$  (см. фиг. 110), который должен устанавливаться выбором фазы  $\dot{U}_E$ , так чтобы при определенном токе якоря  $I$  он был в фазе или противофазе с напряжением на зажимах  $\dot{U}$ , мы напомним для намагничивающего тока:

$$I_\mu = -\frac{\dot{U}}{U} I_\mu \cos \beta + j \frac{\dot{U}}{U} I_\mu \sin \beta. \quad (162a)$$

Тогда получим с сокращением

$$a = KI_{\mu}/U \quad (162b)$$

по ур. (159a):

$$I = \frac{(R \cos \beta - X \sin \beta) an - R + j[X - (R \sin \beta + X \cos \beta) an]}{R^2 + X^2} \dot{U}. \quad (162)$$

Чтобы реактивная составляющая тока  $I$  исчезла при скорости вращения  $n_N$ , должно быть

$$R \sin \beta + X \cos \beta = \frac{X}{an_N} = \frac{UX}{Kn_N I_{\mu}}. \quad (163a)$$

Если мы подставим в ур. (162)  $a \cdot n = a \cdot n_N$  по ур. (163a), то получим после простых преобразований ток якоря  $I_N$ , который при заданной скорости вращения  $n_N$  будет в противофазе или в фазе с  $\dot{U}$ :

$$I_N = - \frac{\dot{U} \sin \beta}{R \sin \beta + X \cos \beta} = - \frac{Kn_N I_{\mu}}{X} \frac{\dot{U}}{U} \sin \beta, \quad (163b))$$

причем  $\beta$  следует подставлять для двигательного режима положительным, а для генераторного режима отрицательным. Напряжение, которое должно устанавливаться при этом на зажимах, по ур. (163a) будет:

$$U = \frac{Kn_N I_{\mu}}{X} (R \sin \beta + X \cos \beta). \quad (163c)$$

Теперь можно исходить из определенного режима нагрузки ( $I_N, n_N$ ), для которой  $I_N$  должен быть в противофазе или в фазе с  $\dot{U}$ , и рассчитать угол  $\beta$  по ур. (163b), который должен точно устанавливаться посредством фазы  $\dot{U}_E$ . Необходимое напряжение на зажимах якоря получается тогда по ур. (163c) и ток якоря для других режимов нагрузки по ур. (162).

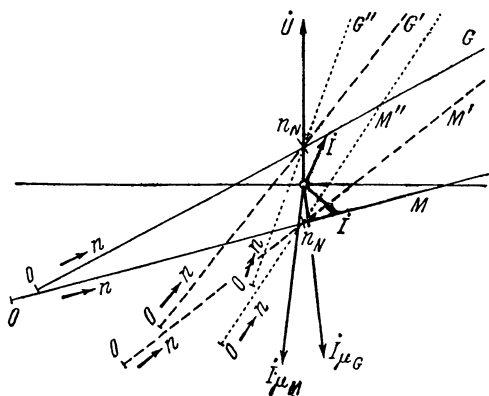
В качестве примера возьмем данные однофазного тягового двигателя на 350 *квт* номинальной мощности при 1080 *об/мин*, 16<sup>2</sup>/<sub>3</sub> *в* с номинальным током якоря  $I_N = 1000$  *а*, который мы включим как машину независимого возбуждения.  $R = 0,02$  *ом*,  $X = 0,05$  *ом* и в нижней прямолинейной части магнитной характеристики  $K = 0,0004$  *ом·мин*. Магнитная характеристика представлена на фиг. 156. Хотя она проходит прямолинейно только примерно до 800 *а* тока возбуждения, мы подставляем при наших расчетах  $K = 0,0004$  *ом·мин* до тока возбуждения 1000 *а*, чтобы при малых токах возбуждения, которые встречаются, главным образом, при рекуперативном торможении тяговых двигателей, возможен был простой пересчет.

Если при  $I_N = 1000$  *а* и  $n_N = 1080$  *об/мин* ток якоря должен быть в противофазе или в фазе с  $\dot{U}$ , то мы получаем по ур. (163b), при  $I_{\mu} = I_N$ ,  $\sin \beta = \pm 0,116$ ,  $\beta = \pm 6^\circ 40'$ ,  $\cos \beta = 0,993$ . Здесь знаки «+» или «-» должны быть подставлены в зависимости от того, хотим мы исключить реактивную составляющую тока при двигательном или же при генераторном режиме.

По ур. (163c) устанавливаемое напряжение на зажимах должно быть для двигательного режима  $U = 449$  *в*, а для генераторного режима  $U = 409$  *в*. Получающиеся при этом геометрические места тока  $I$  [ур. (159a)] представлены

на фиг. 111 посредством сплошных прямых  $G$  и  $M$ , причем  $G$  соответствует созданию лучших условий при генераторном режиме, а  $M$  при двигательном режиме. Из геометрических мест мы видим, что лучший коэффициент мощности и лучший коэффициент полезного действия получаются только внутри малой области нагрузок.

Чтобы получить лучшие коэффициенты мощности, можно увеличивать активное сопротивление в якровой цепи или в якровую цепь вводить э. д. с. (см. разд. 1d), совпадающую по фазе с током в якоре. Штриховые геометрические места  $G'$  и  $M'$  соответствуют  $R = X = 0,05$  ом, пунктирные кривые  $G''$  и  $M''$  —  $R = 2X = 0,1$  ом. Напряжения на зажимах, которые нужно установить, чтобы при номинальном токе  $I_N$  имела место скорость вращения  $n_N$ , получаются по



Фиг. 111. Геометрические места тока якоря  $I$  при  $X = 0,05$  ом;  $G$  и  $M$  для  $R = 0,02$  ом;  $G'$  и  $M'$  для  $R = X$ ,  $G''$  и  $M''$  для  $R = 2X$ .

коэффициент полезного действия  $\eta$ , коэффициент мощности  $|\cos \varphi|$  (в цепи якоря) и относительная скорость вращения  $n/n_N$  в зависимости от относительного вращающего момента  $m = M/M_N$ . Соответствующие отношения сопротивлений  $R/X$  написаны на кривых. Фиг. 112, а и б справедливы для лучшей установки при двигательном, а фиг. 112, в и г при генераторном номинальном режимах, т. е.  $I_N$  и  $\dot{U}$  в противофазе или же в фазе. Коэффициенты полезного действия при двигательном или генераторном режимах рассчитаны по уравнениям:

$$\eta = \frac{EI \cos(\dot{E}, \dot{I})}{UI \cos \varphi} \quad \text{или же} \quad \eta = \frac{UI \cos \varphi}{EI \cos(\dot{E}, \dot{I})}. \quad (164a \text{ и } b)$$

Из этих кривых еще отчетливее, чем из геометрических мест на фиг. 111, мы видим влияние активного сопротивления  $R$  на коэффициент полезного действия, коэффициент мощности и скорость вращения. С возрастанием  $R$  максимальное значение коэффициента полезного действия сдвигается в сторону меньших вращающих моментов; коэффициент мощности будет благоприятным в тем большей области, чем больше  $R$ ; изменение скорости вращения при  $R = X = 0,05$  ом самое наименьшее (фиг. 112, е). Реактивная мощность при  $m < 1$  берется из сети, а при  $m > 1$  отдается в сеть.

Чтобы показать влияние отклонения угла  $\beta$  от установленного значения, на фиг. 113, а, б и в для  $R = 0,4X$  и на фиг. 114, а, б и в для  $R = X$  представлены  $\eta$ ,  $\cos \varphi$  и  $n/n_N$  зависимости от относительного вращающего момента для того случая, когда фаза  $\dot{U}_E$  при генераторном режиме установлена по совпадению фаз между  $\dot{I}$  и  $\dot{U}$  и отклонение составляет  $-2^\circ$ ,  $0$  и  $+2^\circ$ . При отклонении угла  $\beta$  на  $-2^\circ$  максимальные значения  $\eta$  и  $\cos \varphi$  сдвигаются в сто-

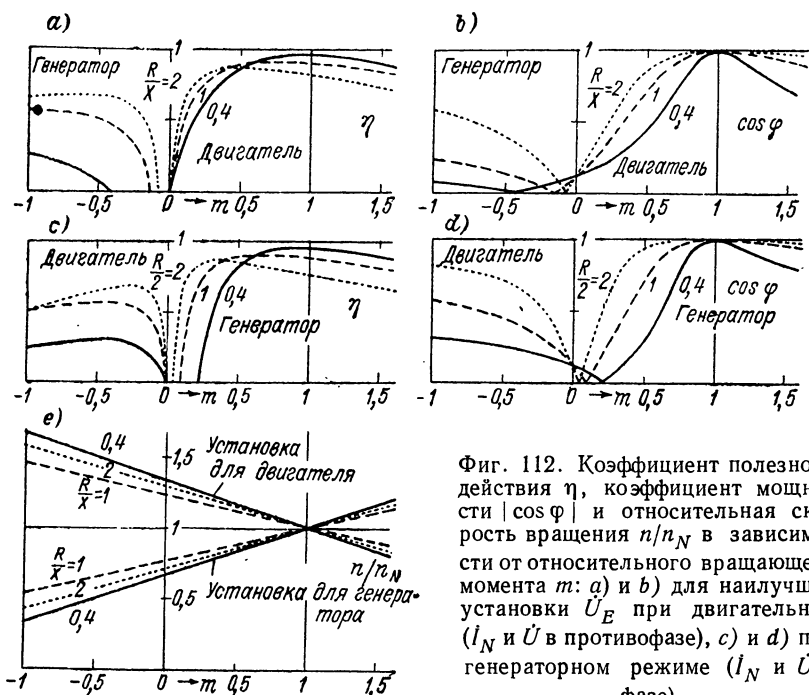
ур. (163с) при двигательном режиме  $U' = 479$  в,  $U'' = 529$  в, а для генераторного режима  $U' = 379$  в,  $U'' = 329$  в. Для каждого геометрического места на фиг. 111 справедливы, таким образом, различные действующие значения напряжения на зажимах; поэтому  $\dot{U}$  имеет для каждого геометрического места другой масштаб.

При нашем предположении, что для номинальных режимов  $I$  и  $\dot{U}$  находятся в фазе или противофазе, фаза  $\dot{I}_\mu$  не зависит от  $R$  [см. ур. (163б)]; для двигательного режима намагничивающий ток обозначен  $\dot{I}_{\mu M}$ , а для генераторного режима  $\dot{I}_{\mu G}$ .

Для каждого из геометрических мест на фиг. 111, на фиг. 112, а до с представлены:

рону меньших, а при отклонении на  $+2^\circ$  в сторону больших вращающих моментов; скорости вращения при  $-2^\circ$  становятся больше, а при  $+2^\circ$  меньше.

Чтобы при каждом нагрузочном режиме получить приблизительное совпадение по фазе (или же положение в противофазе) тока якоря и напряжения на зажимах или тока якоря и потока возбуждения, фазовый угол между  $\dot{U}_E$  и  $\dot{U}$  должен изменяться в зависимости от нагрузки или должен уничтожаться  $X$ . Подходящие для этого средства, которые имеют также значение для много-



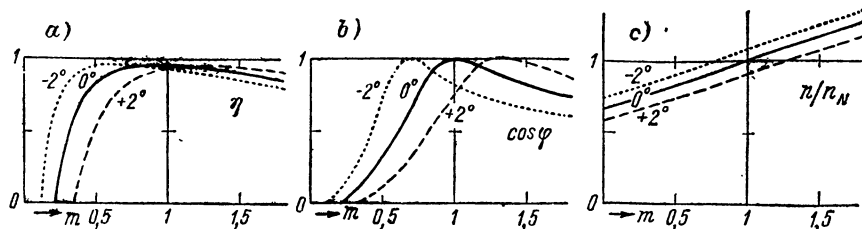
Фиг. 112. Коэффициент полезного действия  $\eta$ , коэффициент мощности  $|\cos \varphi|$  и относительная скорость вращения  $n/n_N$  в зависимости от относительного вращающего момента  $m$ : а) и б) для наилучшей установки  $\dot{U}_E$  при двигателюм ( $\dot{I}_N$  и  $\dot{U}$  в противофазе), с) и д) при генераторном режиме ( $\dot{I}_N$  и  $\dot{U}$  в фазе).

фазных машин и регулировочных агрегатов, следует рассмотреть подробно в следующих двух разделах.

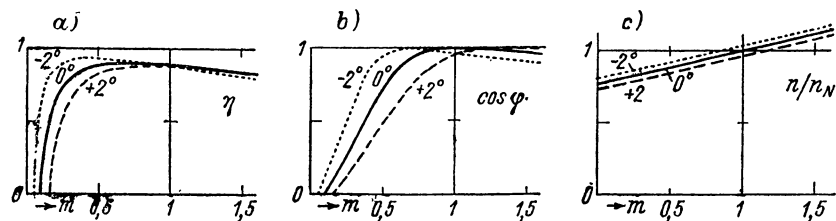
**д. Средства для компенсации реактивного сопротивления в цепи якоря.** Все недостатки в работе машины, которые мы рассмотрели в разд. а до с, связаны с наличием реактивного сопротивления рассеяния в цепи якоря и могут быть устранены, если оно компенсируется. Машина переменного тока с независимым возбуждением ведет себя тогда, в основном, как шунтовая машина постоянного тока, т. е. ее скорость вращения при холостом ходе оказывается лишь незначительно большей, чем скорость вращения при двигателюм режиме с номинальной нагрузкой.

Простейшим средством является включение конденсатора в цепь якоря; целесообразно — через трансформатор, как на фиг. 115,

чтобы получить повышенное напряжение на конденсаторе и тем самым снизить его стоимость [Л. 98а].

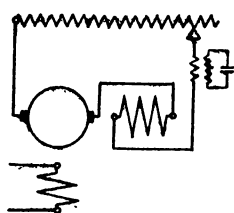


Фиг. 113. Генераторный режим,  $R = 0,4X$ ;  $\eta$ ,  $\cos \varphi$  и  $n/n_N$  при лучшей установке  $\bar{U}_E$  и при отклонении  $\beta \pm 2^\circ$ .



Фиг. 114. Как и фиг. 113, а до с, но  $R = X$ .

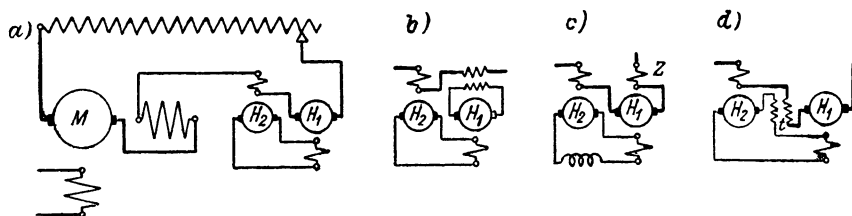
Оценим величину необходимого конденсатора. Реактивная мощность  $XI^2$  цепи якоря составляет при номинальном режиме некоторую часть мощности  $N$  машины и, при прочих равных условиях, тем меньше, чем больше скорость вращения машины. У нашего однофазного тягового двигателя она составляет 0,143 номинальной мощности  $N$ . Для этой мощности нужно рассчитать последовательный трансформатор и конденсатор. Если мы примем коэффициент трансформации последовательного трансформатора так, чтобы при номинальном токе якоря напряжение на конденсаторе было  $U_C = 500$  в, то ток конденсатора составит  $I_C = 0,143N/500$ ; реактивное сопротивление конденсатора будет  $X_C = U_C/I_C = 1,75 \cdot 10^6/N$  и емкость конденсатора, при  $16\frac{2}{3}$  гц,  $C = 1/\omega X_C = N/183 \text{ мкф}$ . При номинальной мощности  $N = 350 \text{ квт}$  мы получаем  $C = 1910 \text{ мкф}$ .



Фиг. 115. Конденсатор в цепи якоря.

Реактивное напряжение в цепи якоря может также компенсироваться посредством э. д. с., индуктированной в некоторой коллекторной машине [Л. 98а]. Этот способ, по сравнению со схемой с конденсатором, имеет то преимущество, что реактивное напряжение компенсируется также при колебаниях частоты. В схеме по фиг. 116, а для этого необходимы две вспомогательные машины  $H_1$  и  $H_2$ , которые приводятся во вращение с неизменной скоростью. Обмотка возбуждения вспомогательной машины  $H_2$  обтекается током якоря главной машины  $M$ , так что в якоре вспомогательной машины  $H_2$  индуктируется э. д. с., совпадающая по фазе с током якоря. Якорь

вспомогательной машины  $H_2$  питает обмотку возбуждения вспомогательной машины  $H_1$ , так что ее поток возбуждения относительно э. д. с. вспомогательной машины  $H_2$  и, тем самым, относительно тока якоря главной машины сдвинут по фазе приблизительно на  $90^\circ$ . Ту же фазу имеет также э. д. с., индуктированная в якоре вспомогательной машины  $H_1$ , которая, таким образом, добавляясь в цепь якоря главной машины, способна уменьшить напряжение рассеяния этой машины.

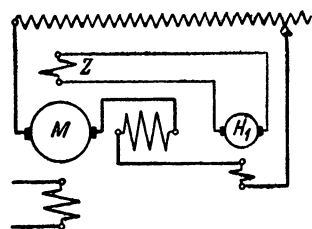


Фиг. 116. Вспомогательные машины  $H_1$  и  $H_2$  для улучшения работы.

Если мы снова примем, что реактивная мощность рассеяния главной машины составляет 0,143 ее номинальной мощности  $N$ , то вспомогательную машину  $H_1$  следует рассчитывать на мощность 0,143  $N$ . Если мы примем, далее, что мощность возбуждения составляет 0,15 номинальной мощности вспомогательной машины  $H_1$  (как обычно при частоте  $16\frac{2}{3}$  *ци*), то вспомогательную машину  $H_2$  надо рассчитывать на  $0,143 \cdot 0,15 N \approx 0,02 N$ . В цепи якоря мы получаем, правда, добавочное реактивное падение напряжения из-за обмотки возбуждения вспомогательной машины  $H_2$  и реактивное сопротивление рассеяния вспомогательной машины  $H_1$ . Первое составляет примерно 0,15 мощности вспомогательной машины  $H_2$ , т. е. округленно 0,003  $N$ , второе примерно 0,14 мощности вспомогательной машины  $H_1$ , т. е. около 0,02  $N$ , так что реактивная мощность в цепи якоря из-за реактивных сопротивлений вспомогательных машин увеличивается приблизительно на 14%.

Практического значения схема по фиг. 116, *a* еще не находит, потому что коллектор малой вспомогательной машины  $H_1$  должен быть рассчитан на сравнительно большой ток главной машины. Этот недостаток может быть, однако, устранен включением промежуточного трансформатора (мощность  $\approx 0,14 N$ ) (фиг. 116, *b*).

Можно обойтись без вспомогательной машины  $H_2$  на фиг. 116, *a*, если по фиг. 117 поместить специальную вспомогательную обмотку возбуждения  $Z$  в главной машине, которая питается от вспомогательной машины  $H_1$  (мощность  $\approx 0,14 N$ ), приводимой во вращение с неизменной скоростью. Она может выполняться на такое напряжение, которое дает маленький коллектор. Но схема предполагает, что обе обмотки возбуждения главной машины не влияют друг на друга. Они должны поэтому либо располагаться друг около друга в осевом направлении, либо некоторая узкая часть главного



Фиг. 117. Схема только с одной вспомогательной машиной.



полюса в направлении окружности якоря должна быть выделена для вспомогательной обмотки возбуждения. Если обе обмотки возбуждения находятся на одних и тех же полюсах, можно уничтожить их взаимное индуктивное влияние также посредством разделительного трансформатора, как мы уже с этим познакомились в разделе 8b и с, который связывает обе обмотки возбуждения в направлении, противоположном тому, в котором они связаны полюсами машины. Но этот трансформатор должен быть рассчитан приблизительно на 0,14 номинальной мощности главной машины и увеличивает реактивную мощность в цепи возбуждения вдвое.

Безукоризненный режим предполагает, что поток возбуждения находится в фазе (или же противофазе) с напряжением на зажимах цепи якоря (см. фиг. 109, с, если  $X = 0$ ). Тогда ток у двигателя находится в противофазе, а у генератора в фазе с э. д. с. вращения  $\dot{E}$ . Малые отклонения фазы потока возбуждения могут значительно сдвигать фазу тока якоря относительно э. д. с. вращения, и тем больше, чем меньше активное сопротивление в цепи якоря. Вследствие этого коэффициент полезного действия и коэффициент мощности ухудшаются.

При искусственном увеличении активного сопротивления, согласно разделу 1b, отклонения в фазе потока возбуждения не могут больше так сильно влиять на фазу тока якоря, но тогда возникают еще потери в добавочном активном сопротивлении. Чтобы их уменьшить, можно ввести в цепь якоря некоторую э. д. с., пропорциональную току якоря, которая находится в противофазе к току якоря и ведет себя, как активное сопротивление. Так, например, в схеме по фиг. 116, а эта добавочная э. д. с. может получаться благодаря добавочной обмотке возбуждения ( $Z$  на фиг. 116, с) во вспомогательной машине  $H_1$ , обтекаемой током якоря, которая может находиться на тех же самых полюсах, что и обмотка возбуждения, питаемая от  $H_2$ , если в цепи якоря  $H_2$  находится дроссель (см. разд. A8b). Или цепь якоря главной машины может индуктивно связываться с цепью тока вспомогательной машины  $H_2$  посредством трансформатора ( $t$  на фиг. 116, d). Мощность, затрачиваемая из-за добавочной э. д. с., в первом случае через вспомогательную машину  $H_1$ , а во втором случае через вспомогательную машину  $H_2$ , возвращается приводным машинам.

**е. Средства для изменения фазового угла между  $\dot{U}_E$  и  $\dot{U}$  с нагрузкой.** Вместо того чтобы уничтожать индуктивную составляющую напряжения в цепи якоря, мы можем также вводить в цепь возбуждения некоторое напряжение, которое пропорционально току якоря и сдвигает напряжение в обмотке возбуждения с нагрузкой [Л. 99а до с]. Этого сдвига мы можем достичь в схеме по фиг. 118, а посредством вспомогательной машины  $H$ , обмотка возбуждения которой включается в цепь якоря главной машины.

Чтобы можно было легче рассмотреть принцип действия этой схемы, мы примем, что намагничивающий ток  $I_\mu$  равен току  $I_E$  обмотки возбуждения главной машины. Существующий в действи-

тельности маленький фазовый угол между  $I_\mu$  и  $I_E$  повлек бы за собой лишь очень незначительное изменение установки фазы  $U_E$ .

При нашем предположении и с произвольной постоянной  $k$  уравнения напряжений будут:

$$\dot{U} + RI + jXI + KnI_\mu = 0; \quad \dot{U}_E + R_E I_\mu + jX_E I_\mu - kI = 0, \quad (165a \text{ и } b)$$

причем  $R$  и  $X$  включают сопротивления обмотки возбуждения вспомогательной машины, а  $R_E$  и  $X_E$  — сопротивления цепи возбуждения. Из этих уравнений мы получаем с сокращениями:

$$a = RX_E + R_E X \quad \text{и} \quad b = XX_E - RR_E \quad (166a \text{ и } b)$$

токи

$$I_\mu = -\frac{\dot{U}_E - kI}{R_E + jX_E}; \quad I = \frac{\dot{U}_E Kn - \dot{U}(R_E + jX_E)}{kKn - b + ja}. \quad (167a \text{ и } b)$$

Если мы запишем для напряжения возбуждения

$$U_E = \ddot{u}U; \quad \dot{U}_E = \ddot{u}\dot{U} \cos \gamma + j\ddot{u}\dot{U} \sin \gamma, \quad (168a \text{ и } b)$$

то ур. (167b) для тока якоря преобразуется в

$$I = \frac{-R_E - jX_E + \ddot{u}K \cos \gamma \cdot n + j\ddot{u}K \sin \gamma \cdot n}{-b + ja + kK \cdot n} \dot{U}. \quad (168)$$

Геометрическим местом тока якоря, согласно I 2с, т. II, будет окружность. Если мы направим напряжение на зажимах  $\dot{U}$  по оси  $x$  прямоугольной системы координат, то получим при

$$\left. \begin{aligned} A_x &= -R_E U; & B_x &= \ddot{u} \cos \gamma \cdot KU; & C_x &= -b; & D_x &= kK; \\ A_y &= -X_E U; & B_y &= \ddot{u} \sin \gamma \cdot KU; & C_y &= a; & D_y &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (169)$$

координаты центра  $x_m$ ,  $y_m$  круга и его радиус  $r$  по ур. (37a до c), т. II:

$$x_m = \frac{a\ddot{u} \cos \gamma + b\ddot{u} \sin \gamma - kX_E}{2ka} U; \quad (169a)$$

$$y_m = \frac{a\ddot{u} \sin \gamma - b\ddot{u} \cos \gamma + kR_E}{2ka} U; \quad (169b)$$

$$r = \sqrt{x_m^2 + y_m^2 + c} \quad \text{при} \quad c = \frac{X_E \cos \gamma - R_E \sin \gamma}{ka} \ddot{u} U^2. \quad (169c \text{ и } d)$$

Если мы предположим параметры машины  $R$ ,  $X$ ,  $K$ ,  $R_E$  и  $X_E$  заданными, то можем еще выбрать  $\gamma$  и  $k$  таким образом, чтобы геометрическое место тока якоря получило лучшее положение, а  $\dot{U}_E$  и  $\dot{U}$  так, чтобы при определенном режиме нагрузки имели место желаемый намагничивающий ток и желаемая скорость вращения.

Если, например, мы хотим, чтобы при холостом ходе ток якоря  $I = 0$ , то в ур. (169d) должно быть  $c = 0$ , откуда следует:

$$\operatorname{tg} \gamma = X_E / R_E. \quad (170a)$$

Если, далее, при двигательном и генераторном режимах должны получаться одинаково благоприятные значения  $|\cos \varphi|$  и  $\eta$ , то по условиям симметрии должно быть  $x_m = 0$ , следовательно, по ур. (169a)

$$k = \frac{a \cos \gamma + b \sin \gamma}{X_E} \ddot{u}. \quad (170b)$$

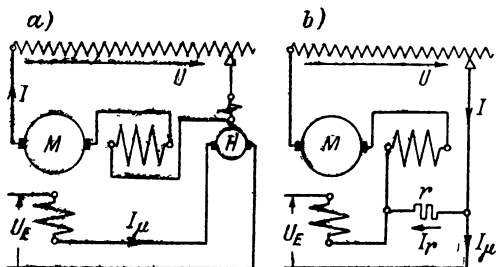
Если задан намагничивающий ток  $I_{\mu 0}$  при холостом ходе ( $I = 0$ ), то по ур. (167a) будет:

$$U_E = \sqrt{X_E^2 + R_E^2} \cdot I_{\mu 0}. \quad (170c)$$

Наконец при заданной скорости вращения холостого хода  $n_0$ , по ур. (165a) будет:

$$U = K n_0 I_{\mu 0}. \quad (170d)$$

В качестве числового примера мы возьмем уже рассмотренный в разд. 1с однофазный последовательный тяговый двигатель, который включим как машину независимого возбуждения. При  $R = 0,02 \text{ ом}$ ,  $X = 0,05 \text{ ом}$ ,  $K = 0,0004 \text{ ом} \cdot \text{мин}$ ,  $R_E = 0,003 \text{ ом}$ ,  $X_E = 0,041 \text{ ом}$



Фиг. 118. Схемы для сдвига фаз токов возбуждения с нагрузкой; а) со вспомогательной машиной  $H$ ; б) с сопротивлением  $r$ .

(дополнительными сопротивлениями в цепях якоря и возбуждения, обусловленными схемой, мы можем, вследствие их малости, пренебречь),  $I_{\mu 0} = 1000 \text{ а}$  и  $n_0 = 1080 \text{ об/мин}$ , мы получим по ур. (170a до d)  $\text{tg} \gamma = 13,67$ ;  $\sin \gamma = 0,997$ ;  $\cos \gamma = 0,0730$ ;  $\gamma = 85^\circ 49'$ ;  $k = 0,00476 \text{ ом}$ ;  $U_E = 41,1 \text{ в}$ ;  $U = 432 \text{ в}$ ;  $\ddot{u} = 0,0951$ . Далее по ур. (169a до d)  $x_m = 0$ ,  $y_m = r = 4335 \text{ а}$ .

На фиг. 119, а для этого случая штрихпунктиром изображено геометрическое место тока якоря и построены диаграммы напряжений для номинального тока якоря  $I = 1000 \text{ а}$  при генераторном и двигательном режимах.

Диаграмма напряжений цепи возбуждения построена в 5-кратном масштабе относительно цепи якоря, а слева вверху еще указаны (в 20-кратном масштабе) отдельные напряжения; дальше подставлено  $-jX_E I_{\mu} = \dot{E}_E$  [ур. (165b)]. Очевидно, что для всех режимов нагрузки для образования вращающего момента выполняются лучшие условия совпадения по фазе тока якоря  $I$  и э. д. с. вращения  $\dot{E}$ , и коэффициент мощности лишь очень мало отличается от единицы. Конечно, при этом предполагается, что фазовый угол между напряжением возбуждения  $\dot{U}_E$  и напряжением якоря  $\dot{U}$  точно поддерживается постоянным. Отклонения отражаются на фазовом угле между  $I$  и  $\dot{E}$  тем меньше, чем больше активное сопротивление  $R$  (см. разд. 1б).

Мощность, на которую в нашем примере нужно рассчитывать вспомогательную машину ( $H$  на фиг. 118, а), составляет при  $I = 1000 \text{ а}$   $kI^2 = 4,76 \text{ квт}$ , что дает  $4,76/432 = 1,1\%$  номинальной мощности  $UI$ . Для того чтобы вспомогательная машина могла быть рассчитана с маленьким коллектором, якорь вспомогательной машины должен включаться в цепь возбуждения главной машины через трансформатор или обмотка возбуждения главной машины должна быть рассчитана на малый ток и повышенное напряжение. Для приближенного расчета мощности возбуждения вспомогательной машины мы примем, что отношение этой мощности возбуждения к полной мощности вспомогательной

машины такое же, как и у главной машины, а именно, 0,095. При этом необходимая мощность возбуждения вспомогательной машины будет  $0,095 \cdot 4,76 = 0,452 \text{ квт}$ , тогда как реактивная мощность цепи якоря главной машины составляет  $X I^2 = 50 \text{ квт}$ . Реактивное напряжение цепи якоря, таким образом, увеличивается благодаря обмотке возбуждения вспомогательной машины всего на  $0,452/50 \approx 0,9\%$ . Следовательно, было обоснованно пренебречь этим увеличением в числовом примере.

Посредством соответствующего выбора  $k$  и  $\gamma$  можно, конечно, достичь того, что окружность геометрического места тока якоря примет другое положение, так что без заметного ухудшения коэффициента полезного действия машина как в качестве двигателя, так и в качестве генератора будет отдавать в сеть намагничивающую реактивную мощность (незначительное увеличение  $y_m$ ), причем коэффициент мощности оказывается особенно благоприятным либо при двигательном, либо при генераторном режиме ( $x_m \geq 0$ ).

Малая мощность вспомогательной машины  $H$  на фиг. 118, а, составляющая всего 1,1% номинальной мощности главной машины, позволяет заменить напряжение вспомогательной машины напряжением на активном сопротивлении  $r$  в схеме, как она представлена на фиг. 118, б. Схема при этом значительно упрощается. Уравнения, которые мы вывели для схемы по фиг. 118, а, справедливы также и в этом случае, если мы вместо

$$R, \quad Kn, \quad R_E, \quad k,$$

подставим

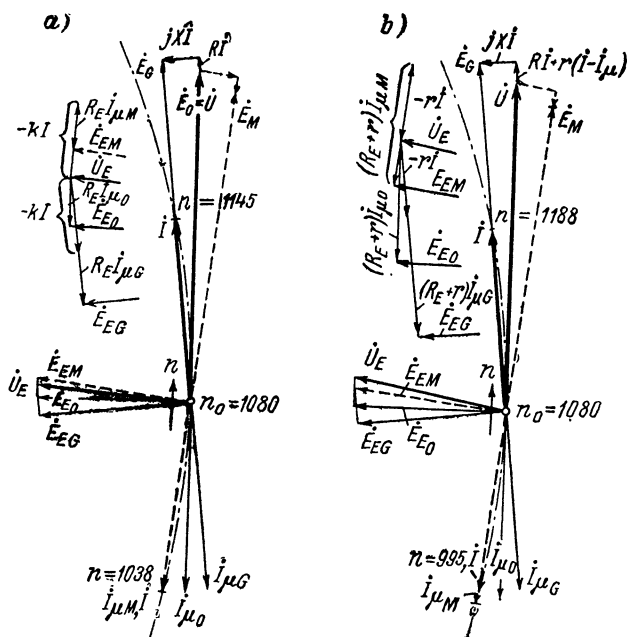
$$R + r, \quad Kn - r, \quad R_E + r, \quad r.$$

При этих измененных значениях мы получим прежде всего по ур. (170с и d)  $\ddot{u} = U_E/U = \sqrt{X_E^2 + (R_E + r)^2} / (Kn - r)$  и при этом из ур. (170а и б)  $r = 0,00498 \text{ ом}$  и  $\text{tg} \gamma = 5,14$ ;  $\sin \gamma = 0,981$ ,  $\cos \gamma = 0,191$ ,  $\gamma = 78^\circ 59'$ ; далее по ур. (170с и d)  $U_E = 41,8 \text{ в}$  и  $U = 427 \text{ в}$  и, наконец, по ур. (169а до с)  $x_m = 0$ ,  $y_m = 4270 \text{ а}$  (см. фиг. 119, б). Потери в добавочном сопротивлении  $r$  зависят от нагрузки.

Ток в этом сопротивлении равен  $I_r = I - I_\mu$  (см. фиг. 118, б); для двигательного режима, для которого на фиг. 118, б указаны соответствующие направления токов в цепях якоря и возбуждения,  $I_r = |I - I_\mu|$ ; для генераторного режима  $I_r = I + I_\mu$ . При этом потери в сопротивлении  $r$  при номинальном двигательном режиме  $Q_r = 0$ , при холостом ходе ( $I = 0$ )  $Q_r = 4,98 \text{ квт}$  и при номинальном генераторном режиме  $Q_r = 19,32 \text{ квт}$ . Наибольшие потери, таким образом, имеют место при номинальном генераторном режиме; по отношению к номинальной мощности  $UI = 427 \text{ квт}$  они составляют 4,5%.

В противоположность тем случаям, при которых компенсируется напряжение рассеяния цепи якоря главной машины, сдвиг фазы напряжения возбуждения по фиг. 118, а или б полностью достигает цели только при определенном соотношении  $\ddot{u} = U_E/U$ . Если скорость вращения повышается путем увеличения напряжения якоря  $U$ , то напряжение возбуждения сдвигается очень сильно; то же самое получается и в том случае, если скорость вращения повышается путем уменьшения напряжения возбуждения. С изме-

нением  $U$  или  $U_E$  должна была бы изменяться, следовательно, либо скорость вращения привода вспомогательной машины на



Фиг. 119. Векторные диаграммы для схем по фиг. 118, а и б; штриховые — для двигательного режима; слева сверху увеличенные напряжения в цепи возбуждения.

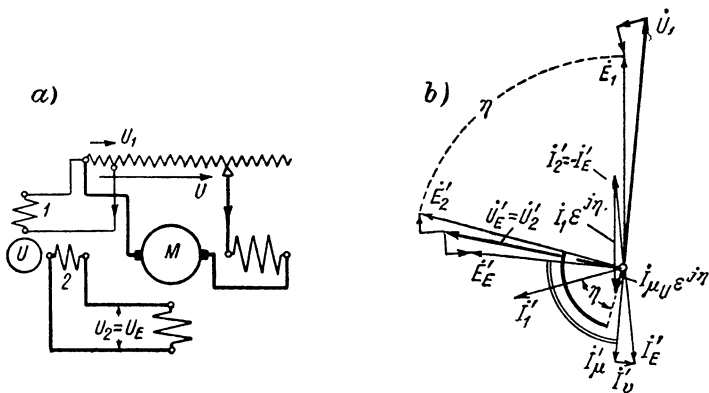
фиг. 118, а, либо ее возбуждение посредством отключения или подключения витков или путем включения промежуточного трансформатора.

## 2. Питание машины от одной однофазной сети с преобразователем Арно

В разделе 1 мы предполагали, что для питания цепи возбуждения имеется в распоряжении напряжение  $\dot{U}_E$  подходящей фазы. Такое напряжение всегда можно получить, если машина питается от многофазной сети. Но часто в распоряжении имеется только одна однофазная сеть. Для питания цепи возбуждения поэтому должен быть применен еще поворот фазы. В настоящем разделе мы предположим, что для этого использован преобразователь фазы с короткозамкнутым ротором. Впервые он был предложен Арно и поэтому называется также преобразователем Арно. Для разгрузки первичной обмотки преобразователя от реактивных токов ротор может снабжаться еще обмоткой возбуждения постоянного тока

[Л. 102]. Здесь мы предполагаем, что ротор имеет только короткозамкнутую обмотку.

**а. Принципиальная схема и принцип действия преобразователя.** На фиг. 120, а представлена схема преобразователя  $U$  с однофазной машиной  $M$ . Преобразователь имеет две обмотки на статоре, одну первичную, включенную к сети ( $I$ ), и одну вторичную, которая смещена по фазе относительно первичной на половину полюсного деления и питает обмотку возбуждения главной машины. Ротор представляет собою обычный якорь с беличьей клеткой с малыми активным и реактивным сопротивлениями, чтобы иметь возможность хорошо демпфировать обратнотекущее вращающееся поле.



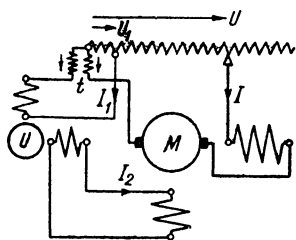
Фиг. 120. а) Схема с преобразователем Арно  $U$ ; б) векторная диаграмма.

Чтобы выяснить основные свойства преобразователя, предположим ради простоты, что обратнотекущее вращающееся поле полностью демпфировано беличьей клеткой. Тогда преобразователь фазы по своим свойствам только тем отличается от обычного однофазного трансформатора, что первичные и вторичные величины переменных токов сдвигаются друг относительно друга на некоторый фазовый угол  $\eta$ , если  $\eta/\rho$  есть угол, на который обе обмотки статора выполнены смещенными друг относительно друга в пространстве по окружности якоря.

При вычерчивании векторной диаграммы мы приводим величины вторичной цепи преобразователя к его первичной обмотке и обозначаем их обычным образом посредством штрихов у буквенных обозначений. Таким образом, мы умножаем все величины напряжений вторичной цепи на коэффициент трансформации  $\dot{u}_U = \omega_1 U \xi_{1U} / \omega_2 U \xi_{2U}$  и величины токов на  $1/\dot{u}_U$ .

Если мы будем исходить от цепи возбуждения главной машины как потребителя с напряжением возбуждения  $\dot{U}'_E$  и током возбуждения  $\dot{I}'_E$ , то получим э. д. с. в обмотке возбуждения  $\dot{E}'_E$ , прибавляя

к напряжению на зажимах падения напряжения в обмотке возбуждения (фиг. 120, *b*). Составляющая тока  $I'_a$  в противофазе с  $\dot{E}'_E$  представляет собою ток потерь, который соответствует потерям в железе и потерям в короткозамкнутых секциях якоря. Составляющая тока  $I'_p$ , перпендикулярная к  $\dot{E}'_E$ , есть намагничивающий ток машины  $M$ , с которым в фазе находится поток возбуждения  $\Phi$ . Напряжение на зажимах  $U'_E$  одновременно является вторичным напряжением  $U'_2$  преобразователя, тогда как ток во вторичной обмотке преобразователя мы представляем  $I'_2 = -I'_E$ , так как вторичную цепь преобразователя следует рассматривать действующей в качестве генератора. Если мы прибавим к напряжению  $U'_2$  падения напряжения во вторичной обмотке преобразователя, то получим э. д. с.  $\dot{E}'_2$  в этой обмотке. Если бы преобразователь был обычным трансформатором, то должно было бы быть  $\dot{E}'_1 = \dot{E}'_2$  и  $I_1 = I_{pU} - I'_2$ . Однако у преобразователя необходимо повернуть



Фиг. 121а. Улучшение работы посредством последовательного трансформатора  $t$ .

первичные величины относительно вторичных на угол  $\eta$ . Таким образом мы получим представленные на фиг. 120, *b* величины первичного тока и напряжения.

В противофазе с  $I'_p$  находится э. д. с. вращения  $\dot{E}$ , индуцированная в обмотке якоря коллекторной машины. Если она, например, должна быть в фазе с  $U_1$  (см. фиг. 109, *a*), то угол  $\eta$  должен быть выбран так, чтобы  $U_1$  отставало по фазе от  $\dot{E}'_E$  на  $90^\circ$ . В действительности обратнотекущее вращающееся поле, которое не может быть уничтожено полностью, вызывает падения напряжения в преобразователе, для учета которых сошлемся на [Л. 102].

Если обе статорные обмотки преобразователя объединить в одну замкнутую обмотку типа якорной обмотки постоянного тока, нужный угол  $\eta$  по мере надобности может устанавливаться путем переключений на этой общей обмотке.

**б. Последовательный трансформатор для улучшения условий работы.** Чтобы получить безупречную работу, нужно, как мы видели в разд. 1 *d* и *e*, либо компенсировать индуктивность в цепи якоря, либо поворачивать фазу потока возбуждения с нагрузкой машины. Такой поворот при применении фазопреобразователя возможен посредством простого, соответствующим образом рассчитанного последовательного трансформатора, одна обмотка которого обтекается током якоря коллекторной машины, а другая первичным током преобразователя (фиг. 121, *a*). Мы остановимся здесь несколько подробнее на этой важной схеме, которая применима также для других подобных случаев.

Установим сначала уравнения напряжений. При этом пренебрежем для лучшей наглядности падениями напряжения в преобразователе и последовательном трансформаторе, числа витков которого

$\omega_1$  и  $\omega_A$ . Далее пренебрежем малым током потерь  $I_v$  в цепи возбуждения; угол  $\eta$  должен быть тогда  $90^\circ$ . Сокращениями  $X_{1t}$  и  $X_{At}$  мы обозначим главные реактивные сопротивления обмоток  $\omega_1$  и  $\omega_A$  трансформатора, через  $X_{gt}$  их взаимное реактивное сопротивление ( $X_{gt} = X_{1t}\omega_A/\omega_1 = X_{At}\omega_1/\omega_A$ );  $R$  — активное и  $X$  — реактивное сопротивление якорной цепи (без трансформатора);  $X_{1h}$  — главное реактивное сопротивление первичной обмотки преобразователя только для прямобегающего вращающегося поля (см. т. IV, стр. 65). Тогда будут справедливы следующие уравнения напряжений:

$$\dot{U}_1 + jX_{1t}I_1 + jX_{gt}I = \dot{E}_1; \quad \dot{E}_1 = -jX_{1h}I_1 - X_{1h}I'_2 \quad (171a \text{ и } b)$$

и

$$\dot{U} + RI + j(X + X_{At})I + jX_{gt}I_1 = \dot{E}; \quad \dot{E} = -KnI_E = K'nI'_2, \quad (172a \text{ и } b)$$

где  $K' = KI_E/I'_2$  — постоянная величина и  $n$  — скорость вращения.

Для вторичной цепи преобразователя, при реактивном сопротивлении возбуждения  $X_E$  и при пренебрежении потерями в цепи возбуждения, справедливо уравнение токов

$$I'_2 = -j \frac{X_{1h}}{X_{1h} + X'_E} I_1. \quad (173)$$

Если мы подставим в ур. (171b) и (172b)  $I'_2$  по ур. (173), то получим из ур. (171a) и (172a), если еще введем отношение  $U_1/U$  по этим уравнениям и примем во внимание, что  $X_{1t} = X_{At}\omega_1^2/\omega_A^2$ ,  $X_{1g} = X_{At}\omega_1/\omega_A$ , соотношение между токами в первичной цепи преобразователя ( $I_1$ ) и в цепи якоря ( $I$ ) как

$$I_1 = \frac{B + jRU_1/U}{A_1 + A_2n} (X_{1h} + X'_E) \cdot I, \quad (174)$$

где для сокращения подставлено

$$A_1 = \frac{\omega_1}{\omega_A} \left( \frac{U_1}{U} - \frac{\omega_1}{\omega_A} \right) (X_{1h} + X'_E) X_{At} - X_{1h}X'_E; \quad (174a)$$

$$A_2 = X_{1h}K'U_1/U \quad \text{и} \quad B = X_{At} \frac{\omega_1}{\omega_A} - (X + X_{At})U_1/U. \quad (174b \text{ и } c)$$

С учетом ур. (174) мы получаем, наконец, если еще введем сокращения

$$A'_1 = (X_{At}\omega_1 U/\omega_A U_1) \cdot A_1; \quad A'_2 = (X_{At}\omega_1 U/\omega_A U_1) \cdot A_2 \quad (175a \text{ и } b)$$

и

$$D = (\omega_1/\omega_A)^2 X_{At} (X_{1h} + X'_E) + X_{1h}X'_E \quad (175c)$$

из ур. (172a), при учете ур. (171b) и (173),

$$I = \frac{A_1 + A_2n}{DR - j(DBU/U_1 + A'_1) - jA'_2 \cdot n} \dot{U}. \quad (175)$$



с. Совпадение по фазе между  $\dot{I}$  и  $\dot{E}$ . Предположим сначала наиболее благоприятный случай для образования вращающего момента, когда  $\dot{I}$  находится в фазе или в противофазе с  $\dot{\Phi}$ , т. е. в противофазе или фазе с  $\dot{E}$ . Тогда с нагрузкой э. д. с.  $\dot{E}_1$  в преобразователе должна опережать  $\dot{U}_1$  на тот же фазовый угол, что и э. д. с. вращения  $\dot{E}$  напряжение  $\dot{U}$ . При этом мы получаем по ур. (171a) и (172a) (см. также фиг. 121, б) условие:

$$\frac{j(X + X_{At})I}{jX_{gt}I} = \frac{X + X_{At}}{X_{At}\omega_1/\omega_A} = \frac{U}{U_1}. \quad (176a)$$

Из этого следует

$$X_{At} = \frac{X}{(\omega_1 U / \omega_A U_1) - 1}, \quad (176)$$

и будет  $B = 0$  [ур. (174с)].

Для заданной машины мы получаем, при принятом отношении витков  $\omega_1/\omega_A$  и определяемом скоростью вращения отношении  $U_1/U$ , выражения  $A_1$  и  $A_2$  по ур. (174a и б). При этом и с учетом ур. (175a до с) получается по ур. (175) ток якоря  $\dot{I}$ , который разложим путем подстановки числовых значений в правую часть уравнения на активную и реактивную составляющие относительно  $\dot{U}$ . По  $\dot{I}$  мы получаем по ур. (174) ток в первичной обмотке преобразователя и при этом по ур. (173) приведенный к первичной обмотке ток в его вторичной обмотке, который при  $\xi_{1U} = \xi_{2U}$  путем умножения на отношение витков  $\omega_{1U}/\omega_{2U}$  преобразователя дает ток возбуждения  $\dot{I}_E$ .

При холостом ходе должен быть ток  $I = 0$ . Поэтому скорость вращения холостого хода  $n_0$  получается по ур. (175), если  $A_1 + A_2 n = 0$ , и по (ур. 176), если

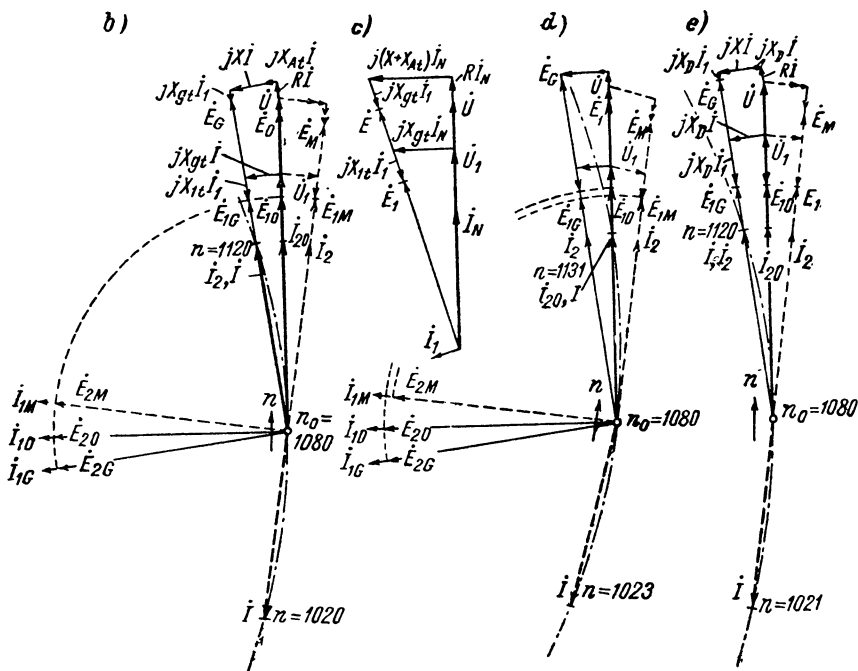
$$K'n_0 = \frac{\omega_1}{\omega_A} \frac{X_{1h} + X'_E}{X_{1h}} X + X'_E \frac{U}{U_1}. \quad (177a)$$

Для  $\dot{I}_1$  в этом случае получается по ур. (175) и (174)

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{10} = j \frac{X_{1h} + X'_E}{D} \dot{U}_1. \quad (177b)$$

О выборе отношения чисел витков  $\omega_1/\omega_A$  последовательного трансформатора нужно сказать следующее. По ур. (176)  $\omega_1 U / \omega_A U_1$  должно быть всегда больше единицы. Чем большим выбрано это отношение, тем меньше будет  $X_{At}$ . Но согласно ур. (172a) реактивное сопротивление  $X$  в цепи якоря увеличивается на  $X_{At}$ . Принимая во внимание коэффициент мощности в цепи якоря,  $\omega_1 U / \omega_A U_1$  должно быть возможно большим. Но для  $\omega_1 U / \omega_A U = 5$  добавочная составляющая реактивного напряжения  $X_{At}I$  в цепи якоря получается еще только  $0,25 XI$ .

На фиг. 121, *b* штрихпунктиром дано геометрическое место тока якоря  $\dot{I}$  и приведены векторные диаграммы при холостом ходе, двигательном и генераторном режимах для той же самой машины, которой соответствовала фиг. 119, *a*. Таким образом, здесь  $R = 0,02$ ,  $X = 0,05$ ,  $X_E = 0,041$  ом,  $K = 0,0004$  ом·мин,  $n_0 = 1080$  об/мин;  $R_E$  пренебрегается. Коэффициент трансформации преобразователя принят равным единице; следовательно, величины вторичной цепи, приведенные к первичной обмотке преобразователя, равны действительным величинам



Фиг. 121. Векторные диаграммы к фиг. 121, *a*: ——— генераторный, — — — — — двигательный режим; *b*)  $\dot{E}$  и  $\dot{I}$  совпадают по фазе; *d*)  $\dot{U}$  и  $\dot{I}$  совпадают по фазе (*c* — основная диаграмма для *d*); *e*) дроссельная катушка вместо последовательного трансформатора.

(без штрихов). Намагничивающий ток преобразователя мы оценим как  $1/3$  тока нагрузки. Тогда  $X_{1k} = 3X_E = 0,123$  ом. Если мы предположим тот же самый поток возбуждения, что и на диаграмме фиг. 119, *a*, то будет  $I_2 = I_E = I_\mu = 1000$  а и по ур. (173)  $I_1 = 1333$  а. Если мы примем, например,  $\omega_1/\omega_A = 0,5$ , то по ур. (177а) будет  $U/U_1 = 9,72$ ; следовательно,  $\omega_1 U/\omega_A U_1 = 4,86$ ; при этом мы получаем по ур. (176)  $X_{At} = 0,01295$  ом. Устанавливаемые на зажимах напряжения по ур. (171а и б) будут  $U_1 = 45,4$  в,  $U = 9,72 \cdot 45,4 = 441$  в.

Величины напряжений в цепях преобразователя для отчетливости изображены в 8-кратном масштабе относительно величин напряжений в якорной цепи. Для генераторного режима (диаграмма, изображенная сплошными линиями, слева от  $\dot{U}$ ) падения напряжения надписаны. Мы видим из диаграммы фиг. 121, *b*, что  $\dot{I}$  всегда находится в фазе (или же в противофазе) с э. д. с. вращения  $\dot{E}$  в обмотке якоря и что с нагрузкой  $\dot{E}_2$  во вторичной цепи преобразователя сдвигается так, что  $\dot{I}_2$  всегда оказывается в фазе с  $\dot{E}$ .

Хотя ур. (175) имеет форму уравнения окружности в общем виде, геометрическое место все же проходит через точку начала координат, так как при известной скорости вращения, скорости вращения холостого хода, числитель становится равным нулю. Координаты центра окружности и диаметр круга мы получим по ур. (37а до с), т. II, если совместим абсциссу с направлением напряжения на зажимах  $U$ :

$$x_m = 0; \quad y_m = \frac{Uw_1/w_A - U_1}{2Xw_1/w_A}; \quad r = y_m. \quad (178a \text{ до } c)$$

В нашем примере  $y_m = r = 3500 \text{ а}$ .

**d.  $\dot{I}$  не в фазе с  $\dot{E}$ .** Посредством соответствующего выбора последовательного трансформатора можно также добиться, чтобы при определенном режиме нагрузки получился заданный фазовый угол между  $U$  и  $\dot{I}$ . Если мы предположим, например, что при генераторном режиме и токе якоря  $I_N$  коэффициент мощности должен быть  $\cos\phi = 1$ , то по ур. (121с) отношение (176а) между  $X_{At}$  и  $X$  преобразуется в

$$\frac{X + X_{At}}{X_{gt}} = \frac{U + RI_N}{U_1}, \quad (179a)$$

из чего следует условие (см. фиг. 121, с)

$$X_{At} = \frac{w_A U_1 / U}{w_1 (U + RI_N) / U - w_A U_1 / U} X. \quad (179)$$

Для примера, рассмотренного в разд. с при совпадении фаз между  $\dot{I}$  и  $\dot{E}$ , в предположении, что выполняется условие (179) при  $I_N = 1000 \text{ а}$ , мы получим представленные на фиг. 121, d геометрическое место тока якоря и векторные диаграммы для холостого хода, двигательного и генераторного режимов. Ток  $I_a$  в цепи возбуждения здесь для этих трех режимов нагрузки оказывается несколько различным; на фиг. 121, d принято, что при генераторном режиме он составляет  $1000 \text{ а}$ , как и на фиг. 121, b.

**е. Расчет последовательного трансформатора.** Главное реактивное сопротивление трансформатора  $X_{At}$  получается по ур. (58а), т. II,

$$X_{At} = 8\pi^2 f \frac{q}{\delta''} w_A^2 \cdot 10^{-9} [\text{ом}], \quad (180a)$$

результатирующий полный ток трансформатора будет

$$\Theta = w_A \sqrt{I^2 + (w_1/w_A)^2 I_1^2} [\text{а}] \quad (180b)$$

и индукция в сердечнике трансформатора

$$B = \sqrt{2} \cdot 0,4\pi \Theta / \delta'' [\text{ес}]. \quad (180c)$$

Если мы подставим  $\delta''$  и  $\Theta$  по ур. (180с) и (180b) в ур. (180а), то получим произведение из числа витков  $w_A$  и поперечного сечения сердечника  $q$  последовательного трансформатора

$$w_A q = \frac{X_{At} \sqrt{I^2 + (w_1/w_A)^2 I_1^2}}{\sqrt{2} \pi f B \cdot 10^{-8}} [\text{см}^2]. \quad (180)$$

Подходящая индукция задана (примерно  $B = 13\,000$  гс); величины правой части ур. (180) для определенного случая [по ур. (176) задано также отношение  $w_1/w_A$ ] известны. При этом получается произведение  $w_A q$ , которое раскладывается так, как это оказывается более благоприятным для проектирования трансформатора. Необходимый воздушный зазор  $\delta''$  мы можем тогда считать по ур. (180с).

Последовательный трансформатор ( $t$  на фиг. 121,а) может выполняться также в виде автотрансформатора. Если мы заменим его простым дросселем, то это будет соответствовать в наших уравнениях отношению витков  $w_1/w_A = 1$ . Напряжение  $\dot{U}_1$  должно быть выбрано тогда относительно малым, как мы это и приняли на векторных диаграммах фиг. 121,б и д при коэффициенте трансформации преобразователя, равном единице. При  $w_1/w_A = 1$  мы получаем, при совпадении по фазе между  $\dot{I}$  и  $\dot{E}$ , векторную диаграмму на фиг. 121,е, в которой реактивное сопротивление дросселя обозначено  $X_D$ . Часть  $jX_D \dot{I}$  реактивного падения напряжения в цепи якоря здесь будет еще меньше, чем  $jX_{At} \dot{I}$  на фиг. 121,б; напротив, падение напряжения  $jX_D \dot{I}_1$  в первичной цепи преобразователя будет больше, нежели  $jX_{At} \dot{I}_1$  на фиг. 121,б. Об этом, однако, не стоит много говорить, поскольку соотношение фаз этим падением напряжения не нарушается и его величина, а с ним и потока  $\Phi$  в коллекторной машине (пропорционального  $\dot{E}_1$ ), изменяется с нагрузкой лишь очень незначительно.

В практических случаях коэффициент трансформации преобразователя выбирается так, чтобы в первичной цепи имели место малые токи. Но тогда, вообще говоря, последовательный трансформатор больше не может заменяться дросселем.

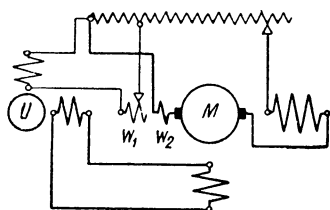
**г. Отношение  $w_1/w_A$  при регулировании.** Регулирование скорости вращения при двигательном режиме или регулирование в генераторе, если скорость вращения изменяется, может производиться путем изменения напряжений  $U_1$  или  $U$  или обоих вместе. Чтобы машина использовалась возможно полнее, предпочтительнее производить регулирование напряжением на зажимах  $U$ . В каждом случае с изменением отношения напряжений  $U_1/U$  должно происходить и изменение коэффициента трансформации  $w_1/w_A$  последовательного трансформатора соответственно ур. (176) или же (179), чтобы для всех отношений напряжений получать благоприятные рабочие качества. Для случая, когда ток якоря  $\dot{I}$  и э. д. с. вращения  $\dot{E}$  должны оставаться совпадающими по фазе (или же в противофазе), по ур. (176) должно быть

$$w_1 = w_A \frac{X + X_{At}}{X_{At}} \frac{U_1}{U}. \quad (181)$$

При постоянном напряжении  $U_1$  и постоянном числе витков  $w_A$  должно, следовательно,  $w_1$  изменяться обратно пропорционально  $U$ . С уменьшением скорости вращения холостого хода возрастает  $w_1$  и тем самым падение напряжения  $jX_{At} \dot{I}_1$ , так что (см. фиг. 121, б)  $\dot{E}$  и с ней поток возбуждения машины  $M$ , которому пропорционален вращающий момент, падают. Регулирование скорости вращения в схеме по фиг. 121, а возможно поэтому только до известной нижней скорости вращения. В числовом при-

мере разд. с получается, например, при примерно половинной скорости вращения и номинальном токе только 0,75 номинального момента.

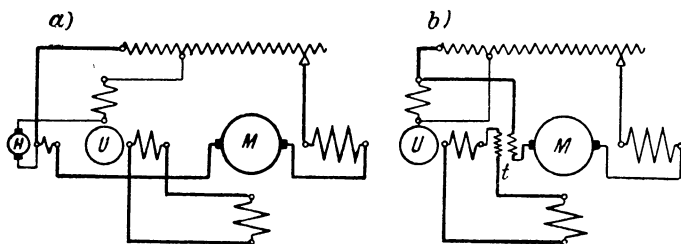
**г. Уничтожение искрения.** Для компенсации э. д. с. покоя в секциях якоря, короткозамкнутых щетками, необходимо коммутирующее поле, которое (см., например, фиг. 121, б) находится примерно в фазе с  $I_1$ , тогда как коммутирующее поле для компенсации э. д. с. коммутации должно находиться в фазе с  $I$ . Мы получим поэтому



Фиг. 122. Замена трансформатора на фиг. 121, а обмоткой на добавочном полюсе.

подходящее коммутирующее поле для компенсации обеих э. д. с., если расположим на коммутирующем зубце две обмотки, одна из которых обтекается первичным током  $I_1$  преобразователя, а другая током якоря  $I$ . Мы можем тогда избежать специального последовательного трансформатора, так как поток добавочного полюса заменит поток трансформатора. Схема для этого случая представлена на фиг. 122. При соблюдении

отношения числа витков  $w_1/w_A$ , которое нужно для безукоризненной работы машины, числа витков  $w_1$  и  $w_A$  следует выбрать таким образом, чтобы коммутирующее поле имело нужную величину. Если при регулировании напряжения якоря  $U$  одновременно изменяется и число витков  $w_1$ , э. д. с. покоя и коммутации могут быть компенсированы для всех нагрузочных режимов.



Фиг. 123. Схемы для компаундирования; а) со вспомогательной машиной  $H$ ; б) с последовательным трансформатором  $t$ .

**h. Компаундирование.** В некоторых случаях при определенном изменении тока в цепи якоря желательно иметь большее изменение скорости вращения, чем оно получается по схемам на фиг. 121, а и 122. Для достижения этого нужно компаундирование, благодаря которому поток возбуждения при двигательном режиме усиливается, а при генераторном режиме ослабляется. Это компаундирование можно получить при применении фазопреобразователя по схеме на фиг. 123, а [Л. 103].

На фиг. 123, а в первичную цепь преобразователя  $U$  включена якорная обмотка маленькой сочлененной с ним коллекторной ма-

шины  $H$ , которая возбуждается током якоря главной машины и вводит в первичную цепь преобразователя э. д. с., совпадающую по фазе с током якоря, которая уменьшает э. д. с.  $E_1$  в преобразователе при генераторном режиме машины  $M$ , а при двигательном режиме ее увеличивает. При этом и э. д. с.  $E_2$  во вторичной обмотке преобразователя действует в том же направлении, так что поток возбуждения главной машины  $M$  усиливается в двигательном режиме, а в генераторном режиме ослабляется (см., например, фиг. 121,  $b$ ). Путем простого переключения вспомогательная машина может применяться также для пуска преобразователя  $U$ .

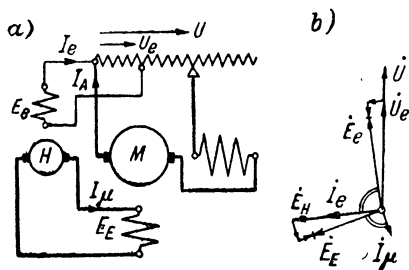
Согласно фиг. 123,  $b$ , посредством последовательного трансформатора  $t$ , первичная обмотка которого обтекается током якоря, в цепь возбуждения главной машины может вводиться э. д. с., пропорциональная току якоря, которая, как видно, например, из фиг. 121,  $b$ , сдвинута относительно тока якоря на четверть периода, так что в двигательном режиме усиливает поток возбуждения, а в генераторном режиме его ослабляет.

### 3. Вспомогательная коллекторная машина в качестве фазообразователя

Чтобы получить надлежащую фазу напряжения возбуждения для работы машины независимого возбуждения от однофазной сети, можно также применить коллекторную машину  $H$  в схеме по фиг. 124,  $a$ , вращающуюся с постоянной скоростью [Л. 104].

Векторная диаграмма для цепи возбуждения представлена на фиг. 124,  $b$  (потери в железе пренебрегаются). Намагничивающий ток  $I_\mu$  в обмотке возбуждения главной машины сдвинут по фазе относительно напряжения якорной цепи  $\dot{U}$ , которое находится в фазе с  $\dot{U}_e$ , на угол, несколько превышающий  $180^\circ$ , и именно в такой мере, чтобы для некоторого определенного значения нагрузки при генераторном режиме ток якоря  $I$  и э. д. с. вращения  $\dot{E}$  совпадали по фазе (см. фиг. 121,  $b$ ). Отклонение угла между  $\dot{I}_\mu$  и  $\dot{U}$  от  $180^\circ$ , которое обуславливается активными сопротивлениями обеих цепей возбуждения, в практических случаях, конечно, меньше, чем это для наглядности изображено на фиг. 124,  $b$ .

Чтобы получить при холостом ходе ток якоря  $I = 0$ ,  $\dot{I}_\mu$  при холостом ходе должен быть в противофазе с  $\dot{U}$ . Этого можно достичь, если в цепь возбуждения, образуемую якорной обмоткой вспомогательной машины  $H$  и обмоткой возбуждения главной ма-



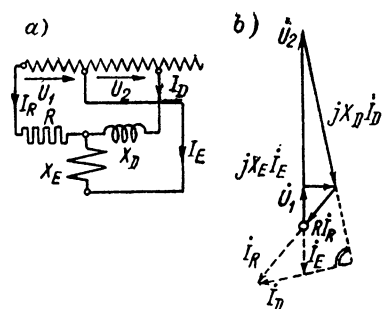
Фиг. 124.  $a$ ) Вспомогательная коллекторная машина  $H$ ;  $b$ ) векторная диаграмма.

шины  $M$ , ввести еще маленькое напряжение, совпадающее по фазе с  $\dot{U}$ , которое может быть взято от вторичной обмотки главного трансформатора. В этом случае могут применяться способы для улучшения работы, указанные в разд. 1с и d и 2. Так, цепь якоря главной машины может соединяться либо с цепью возбуждения вспомогательной машины (ток  $I_e$ ) посредством последовательного трансформатора (см. фиг. 121, а) индуктивно, либо с цепью якоря вспомогательной машины (ток  $I_\mu$ ) посредством второй вспомогательной машины (см. фиг. 118, а) также индуктивно, либо активным сопротивлением (см. фиг. 118, б) электрически.

Излишне приводить здесь еще раз уравнения напряжений и векторные диаграммы, так как они могут быть выведены без особых затруднений из таковых в разд. 1 и 2 (см. фиг. 121, б, 119, а и б).

#### 4. Питание обмотки возбуждения от той же сети, что и обмотки якоря, без вспомогательной машины

**а. Мостовая схема обмотки возбуждения.** Нужная фаза тока в обмотке возбуждения может устанавливаться, по крайней



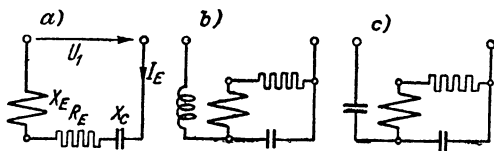
Фиг. 125. Мостовая схема обмотки возбуждения и векторная диаграмма.

мере для некоторого определенного режима нагрузки, также без вращающихся вспомогательных машин. По одной из предложенных Канном схем, которая была применена SSW для рекуперативного торможения, необходимы только активные и реактивные сопротивления [Л. 123, стр. 718]. Эта мостовая схема представлена на фиг. 125, а.

Для того случая, когда ток в обмотке возбуждения  $I_E \approx I_\mu$  находится точно в противофазе с напряжением  $\dot{U}_1$  главного трансформатора, на фиг. 125, б построена векторная диаграмма цепи возбуждения. Из этой диаграммы можно легко видеть, что желаемая фаза тока возбуждения может быть достигнута только при очень больших потерях  $RI_R^2$  в активном сопротивлении, значительно больших, чем реактивная мощность  $X_E I_E^2$  обмотки возбуждения; потери составляют в указанном случае  $2,4 \times [(RI_R/X_E I_E) \cdot (I_R/I_E)]$  от реактивной мощности обмотки возбуждения.

**б. Конденсатор в цепи возбуждения.** Значительно меньшими получаются потери в цепи возбуждения при применении конденсаторов. Такие схемы представлены на фиг. 126, а до с. Специальные активные сопротивления  $R_E$ , в которые должно включаться и активное сопротивление обмотки возбуждения, необходимы, чтобы сделать схемы по возможности не зависимыми от колебаний частоты сети или индуктивности обмотки возбуждения и при более сильном

магнитном насыщении железа машины избавиться от необходимости иной стабилизации напряжения в цепи возбуждения. Кроме того, известное активное сопротивление необходимо также, чтобы уничтожить самовозбужденные токи частоты, не зависящей от сети (см. разд. J7). Чтобы получить возможно меньший конденсатор, обмотку возбуждения рассчитывают на повышенное напряжение, порядка 500 в. Если обмотка возбуждения рассчитана для последовательного соединения якорной обмотки и обмотки возбуждения, то для снижения стоимости конденсатора

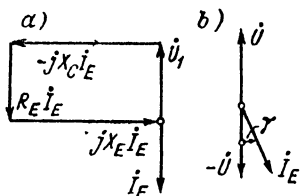


Фиг. 126. Схемы обмотки возбуждения с конденсатором.

может еще вводиться трансформатор, который преобразует напряжение возбуждения в повышенное напряжение или напряжение на конденсаторе в пониженное напряжение (см. фиг. 115).

Так как промежуточный трансформатор вносит только дополнительные составляющие активного и реактивного напряжения, кото-

рые мы можем себе представить входящими в активное и реактивное напряжения рассеяния обмотки возбуждения, при математическом анализе можно ограничиться схемами без промежуточного трансформатора. При этом для простоты положим ток в обмотке возбуждения  $I_E = I_u$ , пренебрегая тем самым потерями в железе при покое и реакцией токов в короткозамкнутых щетками секциях якоря.



Фиг. 127. а) Векторная диаграмма к фиг. 126, а; б) фазовый угол  $\gamma'$ .

Согласно не приводимым здесь подробным исследованиям показано, что

схемы по фиг. 126, б и с не имеют преимуществ по сравнению со схемой фиг. 126, а. При тех же самых потерях в активном сопротивлении  $R_E$  добавочные вспомогательные сопротивления становятся дороже и при схеме по фиг. 126, б влияние изменения частоты также оказывается еще большим, нежели в схеме по фиг. 126, а. Поэтому мы ограничимся исследованием схемы по фиг. 126, а.

Из уравнения напряжений

$$\dot{U}_1 + [R_E + j(X_E - X_C)] I_E = 0 \quad (182)$$

получается ток возбуждения

$$I_E = -\frac{R_E - j(X_E + X_C)}{R_E^2 + (X_E - X_C)^2} \dot{U}_1. \quad (182a)$$

Чтобы последний был в противофазе с  $\dot{U}_1$ , должно быть

$$X_C = X_E. \quad (182b)$$



Для случая, когда потери в активном сопротивлении  $R_E$  вдвое меньше реактивной мощности обмотки возбуждения, т.е. относительные потери  $v_R = R_E I_E^2 / X_E I_E^2 = 0,5$ ; на фиг. 127, а представлена векторная диаграмма.

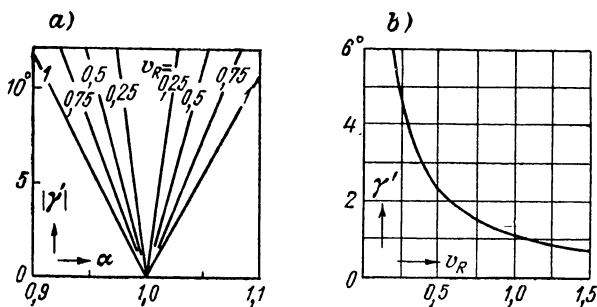
При изменении частоты сети от  $f$  до  $\alpha f$  индуктивное сопротивление цепи возбуждения будет  $\alpha X_E$ , а емкостное  $X_C/\alpha$ . Если мы обозначим через  $\gamma'$  фазовый угол от  $-\dot{U}_1$  до  $\dot{I}_E$  или  $-\dot{U}$  до  $\dot{I}_E$  (см. фиг. 127, б), то по ур. (182а), при изменении частоты в  $\alpha$  раз, будет:

$$\operatorname{tg} \gamma' = - \frac{\alpha X_E - X_C/\alpha}{R_E} \quad (183a)$$

и при настройке емкости конденсатора по ур. (182б) при номинальной частоте и при  $v_R = R_E/X_E$

$$\operatorname{tg} \gamma' = \frac{1 - \alpha^2}{\alpha v_E}. \quad (183b)$$

Влияние изменения частоты на угол  $\gamma'$ , таким образом, при малых изменениях частоты обратно пропорционально относительным потерям  $v_R$  в активном сопротивлении  $R_E$ . На фиг. 128, а нанесена величина угла  $\gamma'$  в зависимости от изменения частоты  $\alpha$  при различ-



Фиг. 128. Влияние колебаний частоты: а)  $|\gamma'|$  в зависимости от отношения частот  $\alpha$ ; б)  $\gamma'$  в зависимости от  $v_R = R_E/X_E$  при  $\alpha = 0,99$ .

ных  $v_R$  в качестве параметра. При повышении частоты ( $\alpha > 1$ )  $\gamma'$  становится отрицательным, при падении частоты ( $\alpha < 1$ ) — положительным.  $\dot{I}_E$  сдвигается по фазе в первом случае в таком направлении, которое при нагрузке благоприятно для генераторного режима, а во втором — в направлении, благоприятном для двигательного режима (см. разд. 1с). Вообще не следует ожидать больших изменений, чем  $\pm 1\%$  от номинальной частоты. Для такого падения частоты ( $\alpha = 0,99$ ) на фиг. 128, б представлена кривая фазового угла  $\gamma'$  в зависимости от  $v_R$ . Чтобы получить возможно

меньшие изменения фазы тока возбуждения при изменении частоты, следует  $u_R$  выбирать большим, из-за чего полный коэффициент полезного действия машины, естественно, понижается.

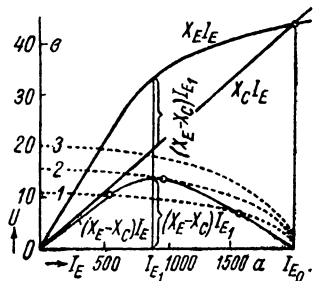
Если машина работает не на нижней прямолинейной части магнитной характеристики, то наименьшее допустимое еще активное сопротивление  $R_E$  определяется также требованием, чтобы в цепи возбуждения не могли возникнуть никакие другие состояния равновесия, кроме желаемого, например, состояние, указанное на фиг. 127, а.

Для приближенного определения этого сопротивления мы примем во внимание только основные гармонические величин переменных токов.

На фиг. 129 нанесены магнитная характеристика нашего тягового двигателя  $E_E = X_E I_E$  и напряжение на конденсаторе  $X_C I_E$  в зависимости от тока возбуждения  $I_E$ . Точка пересечения обеих кривых указывает требуемое состояние равновесия, при котором  $X_E = X_C$  и  $I_E = I_{E0}$ . При выбранном активном сопротивлении напряжение на цепи возбуждения получается  $U_1 = R_E I_{E0}$ . Если оказывается возможным еще и другое состояние равновесия, нежели при токе  $I_{E0}$  и напряжении  $U_1$ , то для него должно быть справедливым уравнение

$$\sqrt{U_1^2 - (R_E I_E)^2} = R_E \sqrt{I_{E0}^2 - I_E^2} = (X_E - X_C) I_E. \quad (184)$$

На фиг. 129, кроме кривой  $(X_E - X_C) I_E$ , нанесены еще три штриховые кривые  $R_E \sqrt{I_{E0}^2 - I_E^2}$  в зависимости от  $I_E$ . При этом  $R_E$  принято таким образом, что кривая 1 (при  $R_E = 0,0063$  ом) пересекает кривую  $(X_E - X_C) I_E$ , кривая 2 ( $R_E = 0,00775$  ом) касается ее и кривая 3 ( $R_E = 0,0092$  ом) вообще не имеет точек пересечения с  $(X_E - X_C) I_E$ . В последнем случае (кривая 3), возможно только одно состояние равновесия при  $I_E = I_{E0}$ , тогда как в первом случае (кривая 1) оказываются возможными еще два других состояния равновесия, которые даются точками пересечения кривой 1 с  $(X_E - X_C) I_E$ , а именно, при  $I_E = 550$  а,  $X_E I_E = 22,7$  в,  $X_C I_E = 12,1$  в и при  $I_E = 1570$  а,  $X_E I_E = 41,2$  в,  $X_C I_E = 34,4$  в. Сопротивление  $R_E$ , при котором кривая  $R_E \sqrt{I_{E0}^2 - I_E^2}$  касается кривой  $(X_E - X_C) I_E$ , является критическим сопротивлением  $R_{Eкр}$ , и активное сопротивление в цепи возбуждения должно выбираться



Фиг. 129. Определение возможных состояний равновесия.

$$R_E > R_{Eкр} \quad (185a)$$

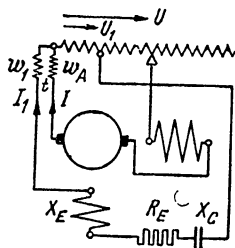
с тем, чтобы не могло возникать никакого другого состояния равновесия, кроме как при  $I_{E0}$ . В нашем случае  $R_{Ekr} = 0,00775$  ом,  $R_{Ekr} I_{E0} = 15,5$  в и  $X_E I_{E0} = 43,8$  в, т. е.  $R_{Ekr} = 0,355 X_E$ .

Приближенно можно рассчитать  $R_{Ekr}$  по наибольшему значению  $(X_E - X_C) I_E$  и имеющему при этом место значению  $I_E$ , которое мы обозначим  $I_{E1}$  (см. фиг. 129). По ур. (184) будет:

$$R_{Ekr} \approx \frac{(X_E - X_C) I_E}{\sqrt{I_{E0}^2 - I_{E1}^2}}. \quad (185b)$$

Для определенности на фиг. 129 мы приняли, что  $I_{E0}$  равен двойному номинальному току нашей машины. При  $I_{E0} = I_{EN} = 1000$  а, получается  $R_{Ekr} = 0,0045$  ом или  $R_{Ekr} \approx 0,1 X_E$ , значение, которое много меньше, чем оно должно выбираться с учетом колебаний частоты.

Фиг. 130а. Улучшение работы посредством трансформатора  $t$ .



**с. Автоматическое регулирование потока возбуждения с нагрузкой.** Средства, указанные в разд. 1d и 2b для автоматического регулирования фазы потока возбуждения с нагрузкой, можно применить также и здесь. В качестве примера мы рассмотрим схему на фиг. 130а с последовательным трансформатором  $t$ . Уравнения напряжения для этого будут:

$$\dot{U} + [R + j(X + X_{At})] I + jX_{gt} I_1 + Kn I_1 = 0; \quad (186a)$$

$$\dot{U}_1 + [R_E + j(X_E - X_C + X_{1t})] I_1 + jX_{gt} I = 0. \quad (186b)$$

Отсюда получается ток в цепи возбуждения

$$I_1 = - \frac{\dot{U}_1 + jX_{gt} I}{R_E + j(X_E - X_C + X_{1t})} \quad (187a)$$

и в цепи якоря

$$I = \frac{\dot{U} [R_E + j(X_E - X_C + X_{1t})] - \dot{U}_1 (Kn + jX_{gt})}{-X_{gt}^2 + jKnX_{gt} - [R + j(X + X_{At})] \cdot [R_E + j(X_E - X_C + X_{1t})]}. \quad (187b)$$

Чтобы ток  $I_1$ , а с ним приблизительно и поток возбуждения были всегда в фазе или в противофазе с током якоря  $I$ , индуктивные напряжения в ур. (186а и б) должны относиться, как напряжения на зажимах  $U$  и  $U_1$  (см. также фиг. 121, б), т. е.

$$\frac{(X + X_{At}) I + X_{gt} I_1}{(X_E - X_C + X_{1t}) I_1 + X_{gt} I} = \frac{U}{U_1}. \quad (188)$$

Если, далее, при холостом ходе со скоростью вращения  $n_0$  ток якоря  $I$  должен быть равным нулю, то в правой части ур. (187б)

числитель должен становиться равным нулю. При этом мы получаем:

$$R_E = Kn_0 U_1 / U \quad (189a)$$

11

$$X_E - X_C + X_{1t} = X_{gt} U_1 / U. \quad (189b)$$

Реактивное сопротивление конденсатора, таким образом, должно устанавливаться так, чтобы

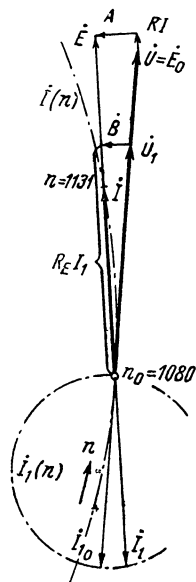
$$X_C = X_E + X_{1f} - X_{gt} U_1 / U. \quad (189)$$

Если мы подставим  $X_E - X_C + X_1 t$  по ур. (189b) в ур. (188), то получим главное реактивное сопротивление обмотки трансформатора, обтекаемой током якоря

$$X_{At} = \frac{X}{w_1 U / w_A U_1 - 1}, \quad (190)$$

при котором ток якоря всегда находится в фазе с током  $I_1$ .

Для рассмотренной ранее, в качестве примера, машины при холостом ходе  $K n_0 = 0,432$  ом. Если мы допустим для потерь в активном сопротивлении  $R_E$  половину реактивной мощности обмотки возбуждения (см. фиг. 127, а), то будет  $R_E = 0,5 X_E = 0,0205$  ом, и мы получим по ур. (189а)  $U_1/U = 0,0475$ . Если мы примем, например для последовательного трансформатора, отношение витков  $w_1/w_A = 0,5$ , то по ур. (190) будет  $X_{At} = 0,00525$ ,  $X_{gt} = 0,00262$ ,  $X_{1t} = 0,00131$  ом. Если ток возбуждения при холостом ходе должен составлять  $I_E = I_1 = 1000$  а, то по ур. (187а) будет  $U_1 = 20,5$  и  $U = 20,5/0,0475 = 432$  в. При нагрузке действующее значение тока возбуждения меняется очень незначительно. При номинальном токе якоря  $I = 1000$  а падение напряжения в цепи якоря составляет  $R I = 20$  в;  $(X + X_{At}) I = 55,3$ ;  $X_{gt} I = 2,62$  в, и в цепи возбуждения  $R_E I_1 = 20,5$ ;  $(X_E - X_C + X_{1t}) I_1 = 0,12$ ;  $X_{gt} I_1 = 2,62$  в. На фиг. 130б представлена диаграмма напряжений при номинальном токе якоря ( $I = 1000$ а) для генераторного режима. Для сокращения подставлено  $A = j(X + X_{At}) I + jX_{gt} I_1$  и  $B = j(X_E - X_C + X_{1t}) I_1 + jX_{gt} I_1$  [см. ур. (186а и б)]. Геометрические места токи указаны стрихпунктиром.



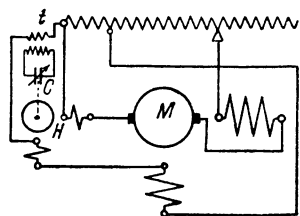
Фиг. 130b. Векторная диаграмма к фиг. 130а.

При установлении скорости вращения холостого хода должно меняться также  $X_c$ , чтобы  $l$  оставался в фазе или противофазе с  $l_1$ . С падением скорости вращения холостого хода, следовательно с уменьшением  $U$  при постоянном  $U_1$ , по ур. (189)  $X_c$  должно устанавливаться большим, а емкость  $C$  меньшей.

Схема по фиг. 130а оказывается применимой для значительно меньших скоростей вращения, чем схема по фиг. 121а

(см. разд. 2f), так как индуктивное падение напряжения  $jX_{11}i_1$  не ослабляет потока возбуждения. Так, например, в нашем числовом примере при  $n_0 \approx 250$  об/мин и  $I = 1000$  а для генераторного режима получается еще 0,9 номинального момента.

**d. Регулирование потока возбуждения при помощи реле.** Вместо последовательного трансформатора, который заставляет совпадать по фазе поток возбуждения и ток в якоре при изменении нагрузки, может применяться также реле, которое устанавливает нужные сопротивления в цепи возбуждения. Так, например, в схеме по



Фиг. 131. Автоматическое регулирование наиболее благоприятной фазы посредством асинхронного двигателя  $H$ .

фиг. 130а реле может питаться током якоря и напряжением на зажимах якоря, каждое из которых почти совпадает по фазе с потоком возбуждения; управление тогда производится переключателем, который при отклонении фазы тока якоря от фазы напряжения на зажимах в одну сторону увеличивает емкость (посредством приключения конденсаторов параллельно главному конденсатору), а при отклонении в другую сторону уменьшает ее.

По другой схеме [Л. 108] применяется двухфазный асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором ( $H$  на фиг. 131) в качестве реле и переключателя. Одна из его обмоток статора обтекается током якоря, а другая током возбуждения главной машины  $M$ . Только тогда, когда эти токи совпадают по фазе, момент, развиваемый во вспомогательной машине, равен нулю; в других случаях двигатель вращается в том или другом направлении и изменяет емкость в цепи возбуждения до тех пор, пока токи не совпадут по фазе; вспомогательный двигатель тогда останавливается.

Устройства с реле действуют как при изменениях нагрузки, так и при изменениях частоты; но они более или менее инерционны, так что на внезапные изменения они реагируют не сразу.

## 5. Замечания по автоматическому регулированию фазы

Для указанных в разд. 1d, 2b до е и 4с способов автоматического регулирования фазового угла между током якоря и потоком возбуждения мы должны различать, является ли напряжение на цепи возбуждения, в которую мы вводим напряжение, зависящее от тока якоря, по существу совпадающим по фазе с напряжением якоря или смещенным по фазе на  $90^\circ$ .

Если напряжение цепи возбуждения или первичное напряжение питающего цепь возбуждения преобразователя (мы обозначили это напряжение вообще через  $\dot{U}_1$ ) находится в фазе с напряжением  $\dot{U}$  в цепи якоря (фиг. 132, а), в цепь возбуждения с напряжением  $\dot{U}_1$  должно вводиться напряжение, которое пропорционально падению

напряжения  $jXl$  в цепи якоря. Для этого подходит последовательный трансформатор (с малой реакцией), связывающий обе цепи друг с другом. При этом не существенно, какую фазу имеет ток  $I_1$  в цепи возбуждения с напряжением  $U_1$ .

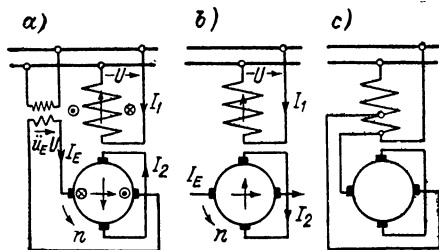
Если ток  $I_1$  упередает на  $90^\circ$  напряжение  $U_1$ , то в (первичной) цепи возбуждения током  $I_1$  индуцируется составляющая напряжения, которая находится в противофазе с э. д. с. покая  $E_1$  в цепи возбуждения ( $jX_{11}I_1$  на фиг. 121, б), ослабляет поток возбуждения и вследствие этого для заданного вращающего момента ограничивает нижний предел регулирования скорости вращения. Сюда относятся схемы на фиг. 121, а и 124, а (но с последовательным трансформатором между цепью якоря и цепью возбуждения вспомогательной машины) и соответствующие диаграммы на фиг. 121, б, д и е.

Если же ток  $I_1$  находится в противофазе с  $U_1$ , составляющая напряжения  $jX_{11}I_1$  упередает на  $90^\circ$  напряжение на обмотке возбуждения и незначительно ослабляет поток возбуждения. Сюда относится схема фиг. 130а с диаграммой на фиг. 130б (см. также последние абзацы разд. 2f и 4с).

Если напряжение  $U_1$  цепи возбуждения по существу сдвинуто по фазе относительно напряжения якоря  $U$  на  $90^\circ$ , то в цепь возбуждения должно вводиться напряжение, которое находится в фазе с током якоря и получается либо от возбуждаемой током якоря вспомогательной машины, либо от активного сопротивления, обтекаемого током якоря. Сюда относятся схемы фиг. 118, а и б с векторными диаграммами на фиг. 119, а и б.

## 6. Компенсированный репульсионный двигатель в шунтовой схеме

а. Схема, токи, вращающий момент. Мы видели в разд. D 6, что у компенсированного репульсионного двигателя реактивное сопротивление роторной обмотки возбуждения вблизи синхронной скорости вращения компенсируется благода-



Фиг. 133. Компенсированный репульсионный двигатель в схеме шунтового включения.

э. д. с. вращения, так что цепь возбуждения представляет собою по существу некоторое активное сопротивление. Если обмотка ротора питается через щетки возбуждения от некоторого напряжения, которое в основном совпадает с напряжением

сети, то мы получим машину с шунтовыми свойствами. Принципиальная схема для этого представлена на фиг. 133, а и получаю-

щееся при этом направление вращения указано стрелкой  $n$ . Трансформатор может быть излишним, если якорь через щетки возбуждения питается от некоторой обмотки, помещенной на статоре или, как на фиг. 133,  $c$ , от небольшой части главной обмотки статора.

С учетом направлений стрелок на фиг. 133,  $b$ , получаются уравнения напряжений для статорной (1) и роторной (2) рабочих цепей фиг. 133,  $a$

$$\dot{U} + (R_1 + jX_{1\sigma}) I_1 = \dot{E}_1; \quad (R_2 + jX_{2\sigma}) I_2 = \dot{E}_2 + \dot{E}. \quad (191a \text{ и } b)$$

Если мы пренебрежем для простоты падением напряжения в трансформаторе, вторичная обмотка которого питает через щетки возбуждения обмотку ротора, то напряжение  $\dot{U}_E$  будет в фазе с напряжением сети  $\dot{U}$ , и мы можем написать уравнение напряжений для цепи возбуждения:

$$\dot{U}_E + (R_E + jX_2) I_E = \ddot{u}_E \dot{U} + (R_E + jX_2) I_E = \dot{E}_{B1}. \quad (191c)$$

Намагничивающий ток в статорной обмотке

$$I_\mu = I_1 + \ddot{u} I_2 \quad \text{при} \quad \ddot{u} = \xi_2 \omega_2 / \xi_1 \omega_1. \quad (191d \text{ и } e)$$

Э. д. с. покоя, индуктированные потоком в зазоре по оси статорной обмотки, получаются по разд. D1b [ур. (94b и c)] как

$$\dot{E}_1 = -jX_{1h} I_\mu; \quad \dot{E}_2 = -j\ddot{u} X_{1h} I_\mu. \quad (192a \text{ и } b)$$

Для э. д. с. вращения  $\dot{E}$  в рабочей цепи и  $E_{B1}$  в цепи возбуждения роторной обмотки мы можем написать по разд. D 6 b [ур. (150c и d)]:

$$\dot{E}_{B1} \approx v X_2 I_E; \quad (192c)$$

$$\dot{E}_{B1} \approx -v (\ddot{u} X_{1h} I_\mu + X_{2\sigma} I_2) = -v (\ddot{u} X_{1h} I_1 + X_2 I_2). \quad (192d)$$

Если мы подставим эти значения э. д. с. в ур. (191a до c), то сможем их решить относительно  $I_1$ ,  $I_2$  и  $I_E$ . С сокращениями

$$a = r_1[r_2^2 + (v^2 - 1)] - (1 - \sigma)r_2; \quad b = 2r_1r_2 + r_2^2 + \sigma(v^2 - 1); \quad (193a \text{ и } b)$$

$$c = r_2^2 + v^2 - 1; \quad d = 2r_2 - v\ddot{u}_E / [\ddot{u}(1 + \sigma_2)]; \quad (193c \text{ и } d)$$

$$e = (1 + \sigma_1) \ddot{u}_E r_1 v - \ddot{u}(v^2 - 1); \quad f = (1 + \sigma_1) \ddot{u}_E v - \ddot{u}r_2; \quad (193e \text{ и } f)$$

$$g = (1 + \sigma_1) \ddot{u}_E (r_1 r_2 - \sigma) - \ddot{u}r_2 v; \quad h = (1 + \sigma_1) \ddot{u}_E (r_1 + r_2), \quad (193g \text{ и } h)$$

где отдельные величины даются ур. (97a до g), мы получим после простых преобразований ток и

$$I_1 = \frac{c + jd}{a + jb} \frac{\dot{U}}{X_1}; \quad I_2 = -\frac{e + jf}{a + jb} \frac{\dot{U}}{(1 + \sigma_2) \ddot{u}^2 X_1}; \quad (194a \text{ и } b)$$

$$I_E = -\frac{g + jh}{a + jb} \frac{\dot{U}}{(1 + \sigma_2) \ddot{u}^2 X_1}. \quad (194c)$$

Коэффициенты мощности статорной цепи и цепи возбуждения получаются из активных токов (индекс  $w$ ):

$$\cos \varphi_1 = \frac{I_{1w}}{I}; \quad \cos \varphi_E = \frac{I_{Ew}}{I_E}. \quad (195a \text{ и } b)$$

Коэффициент мощности всей машины, т. е. включая цепь возбуждения, будет:

$$\cos \varphi = \frac{I_{1w} + \ddot{u}_E I_{Ew}}{\sqrt{(I_{1w} + \ddot{u}_E I_{Ew})^2 + (I_{1b} + \ddot{u}_E I_{Eb})^2}}; \quad (195c)$$

из-за малости коэффициента трансформации  $\ddot{u}_E$  уже при умеренных нагрузках он лишь незначительно отличается от коэффициента мощности  $\cos \varphi_1$  статорной цепи.

Вращающий момент, который развивает рабочий ток ротора с полем возбуждения, пропорционален мощности:

$$\frac{EI_2 \cos(\dot{E}, I_2)}{\omega} = X_2 \left[ \frac{I_E}{I_2} \right]_{\text{Re}} \cdot I_2^2 = \frac{eg + fh}{a^2 + b^2} \cdot \frac{1 - \sigma}{X_1} \left( \frac{U}{\ddot{u}} \right)^2; \quad (196a)$$

вращающий момент, который создает ток возбуждения с потоком на поверхности по оси статорной обмотки и потоком рассеяния рабочего тока ротора, пропорционален мощности:

$$\begin{aligned} E_{B1} I_E \cos(\dot{E}_{B1}, I_E) &= \left( \ddot{u} X_{1h} \left[ \frac{I_1}{I_E} \right]_{\text{Re}} + X_2 \left[ \frac{I_2}{I_E} \right]_{\text{Re}} \right) I_E^2 = \\ &= \frac{\ddot{u}(cg + dh) + eg + fh}{a^2 + b^2} \cdot \frac{1 - \sigma}{X_1} \left( \frac{U}{\ddot{u}} \right)^2. \end{aligned} \quad (196b)$$

При этом мы получаем (см. разд. D1b и c) развиваемый в машине вращающий момент

$$M = -\frac{p}{2\pi f} \cdot \frac{2(eg + fh) + \ddot{u}(cg + dh)}{a^2 + b^2} \cdot \frac{1 - \sigma}{X_1} \left( \frac{U}{\ddot{u}} \right)^2. \quad (196)$$

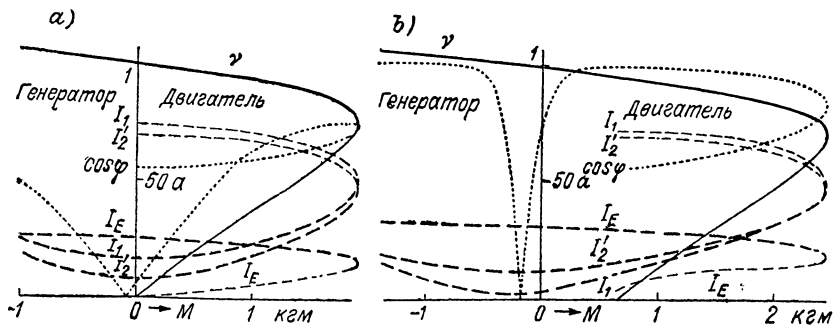
**б. Пример.** В качестве примера возьмем репульсионный двигатель, рассмотренный подробнее в разд. D3b, на 120 в и 50 гц, когда рабочие щетки установлены по оси статорной обмотки и наложены еще щетки возбуждения. При коэффициенте трансформации  $\ddot{u} = 0,329$  и среднем значении  $X_{1h} = 12 \text{ ом}$  мы получаем  $X_1 = 12,67 \text{ ом}$ ,  $X_2 = 1,35 \text{ ом}$ ,  $r_1 = 0,0126$ ,  $r_2 = 0,065$ ,  $\sigma_1 = 0,0558$ ,  $\sigma_2 = 0,0405$ ,  $\sigma = 0,1033$ .

Если мы положим сначала  $\ddot{u}_E = 0$ , предполагая тем самым щетки возбуждения замкнутыми накоротко, то получим по ур. (194а до с), (195с) и (196) расчетные рабочие характеристики в зависимости от внутреннего вращающего момента  $M$  на фиг. 134, а. На них существенные для практического применения части кривых выделены сильными штрихами, слабо начерченные части имеют значение только для пуска двигателя. Для большей наглядности нанесен не ток  $I_2$ , а ток, приведенный к статорной обмотке,  $I'_2 = \ddot{u} I_2 = 0,329 I_2$ . Машина ведет себя так же, как простая асинхронная машина (см. фиг. 46, т. IV) и не дает по сравнению с последней никаких преимуществ; пусковой момент равен нулю.

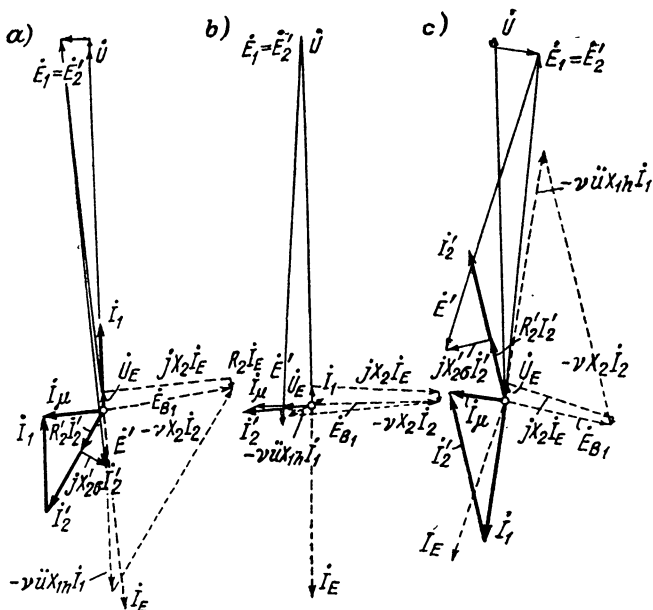
С возрастанием  $\ddot{u}_E$  растут пусковой момент и перегрузочная способность. На фиг. 134, б представлены, например, соответствующие характеристики для  $\ddot{u}_E = 0,05$ , т. е.  $U_E = 6 \text{ в}$ . Под влиянием  $U_E$  улучшается также коэффициент мощности  $\cos \varphi_1$  статорной цепи; при принятом нами значении  $\ddot{u}_E$  в большой об-



ласти вращающих моментов он равен единице. В области  $-0,87 \text{ кгм} < M < 0,6 \text{ кгм}$  статорная обмотка отдает намагничивающий реактивный ток в сеть. Чтобы определить фазы токов и э. д. с. при возрастании вращающего момента, на фиг. 135, а до с построены три векторные диаграммы для  $v = 1,05$ ,



Фиг. 134. Рабочие характеристики для компенсированного репульсионного двигателя по фиг. 133, а: а)  $\dot{u}_E = 0$  (щетки возбуждения замкнуты накоротко); б)  $\dot{u}_E = 0,05$ .

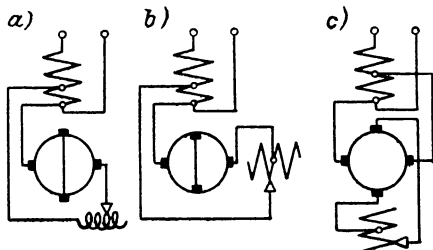


Фиг. 135. Векторные диаграммы к фиг. 133, а,  $\dot{u}_E = 0,05$ :  
а)  $M = -1,3 \text{ кгм}$ ;  $v = 1,05$ ; б)  $M = -0,216 \text{ кгм}$ ;  $v = 1$ ;  
с)  $M = +1,5 \text{ кгм}$ ;  $v = 0,9$ .

$M = -1,3 \text{ кгм}$ , для  $v = 1$ ,  $M = -0,2165 \text{ кгм}$  и для  $v = 0,9$ ,  $M = 1,5 \text{ кгм}$  [см. ур. (191а до с) и (192d)]; величины в цепи возбуждения указаны штриховыми линиями. Полный ток, потребляемый из сети, при пренебрежении намагничивающим током в трансформаторе, равен сумме из  $I_1$  и  $\dot{u}_E I_E = 0,05 I_E$  и на рисунках не указан.

с. Регулирование скорости вращения. Скорость вращения не может регулироваться посредством изменения напряжения возбуждения  $U_E$ , так как оно, по существу, оказывает влияние только на фазу  $I_E$ . Мы видим это из диаграмм напряжений цепи возбуждения на фиг. 135, *a* до *c* и также путем сравнения фиг. 134, *a* и *b*, по которым  $\dot{U}_E$  не оказывает существенного влияния на скорость вращения.

Влияние на скорость вращения получается, однако, путем включения регулируемого дросселя в цепь возбуждения, как это показано на фиг. 136, *a*. Вместо напряжения  $jX_2 I_E$  на фиг. 135, *a* до *c* войдет тогда напряжение  $j(X_2 + X_D) I_E$  и будет  $I_E \approx E_{B1}/(X_2 + X_D)$ . Но теперь приближенно  $E_{B1} \sim n$ ; таким образом, при прямолинейной магнитной характеристике также  $\Phi_E \sim I_E \sim n/(X_2 + X_D)$ . Так как, с другой стороны, приблизительно  $n \sim 1/\Phi_E$ , получается  $n \sim \sqrt{X_2 + X_D}$ . Скорость вращения, таким образом, может регулироваться посредством дросселя в цепи возбуждения; это регулирование, конечно, возможно только в сторону увеличения скорости вращения.



Фиг. 136. Схемы для регулирования скорости вращения.

Чтобы получить регулирование скорости вращения и вверх и вниз, можно поместить на статоре еще добавочную обмотку возбуждения по оси щеток возбуждения, как это указано на фиг. 136, *b*. Если мы примем, что эта добавочная обмотка так же распределена по поверхности якоря, как и обмотка ротора, то индуктивность в цепи возбуждения увеличится в отношении  $[(\omega_L \mp \omega_Z)/\omega_L]^2$ , если  $\omega_L$  есть число витков обмотки ротора, а  $\omega_Z$  число витков добавочной обмотки возбуждения и знак «—» обозначает встречное, а знак «+» согласное включение добавочной обмотки возбуждения с обмоткой ротора. Ток  $I_E$ , таким образом, примерно пропорционален  $E_{B1}/(\omega_L \mp \omega_Z)^2$ , а полный ток по оси щеток возбуждения  $E_{B1}/(\omega_L \mp \omega_Z)$ . Так как  $E_{B1} \sim n$  и  $n \sim 1/\Phi_E$ , мы получаем при прямолинейной магнитной характеристике  $n \sim \sqrt{\omega_L \mp \omega_Z}$ . При встречном включении поток усиливается, скорость вращения уменьшается, а при согласном включении получается наоборот. Можно также регулирования по фиг. 136, *a* и *b* объединить между собой таким образом, что устройство добавочной обмотки возбуждения служит для грубого регулирования, а дроссель для тонкого регулирования.

Другой путь регулирования скорости вращения заключается во введении в рабочий контур ротора некоторого напряжения, по существу совпадающего по фазе с напряжением на зажимах, как это указано на фиг. 136, *c*. Скорость вращения может тогда регулироваться подобно тому, как у машин двойного питания (разд. С1), посредством изменения напряжения, вводимого в рабочий контур

ротора. Если в рабочий контур ротора вводится постоянное напряжение, которое уменьшает скорость вращения, то скорость вращения может регулироваться в области ниже- и вышесинхронной также только с помощью регулируемого дросселя (фиг. 136, а).

Трудные условия регулирования скорости вращения не обеспечили компенсированному репульсионному двигателю в шунтовой схеме никакого распространения.

## Г. ЯВЛЕНИЯ САМОВОЗБУЖДЕНИЯ И ГЕНЕРАТОРНЫЙ РЕЖИМ

Однофазные машины в известных схемах при работе могут самовозбуждаться постоянным током или переменным током частоты, не зависящей от сети. Самовозбуждение, смотря по схеме, может возникать при двигательном или при генераторном режиме. Чтобы получить безукоризненный режим, самовозбужденные токи, которые накладываются на токи частоты сети, должны быть уничтожены, что принципиально всегда возможно посредством включения достаточно больших активных сопротивлений. В этом разделе мы ближе займемся явлениями самовозбуждения и исследуем, при каких схемах следует опасаться нарушений работы из-за самовозбужденных токов.

При этом сначала мы не будем учитывать влияние насыщения, вызванного токами частоты сети (см. разд. 7), и покажем его благоприятное влияние на уничтожение самовозбуждения в разд. 7а на примере репульсионного двигателя при генераторном включении.

### 1. Обычная последовательная машина

**а. Двигательный режим.** Если мы обозначим через  $R$  общее активное сопротивление и через  $L$  общую индуктивность в цепи машины, которую примем не зависящей от тока, то для двигателя, приключенного к сети с напряжением на зажимах  $u = \sqrt{2}U \sin \omega t$ , справедливо уравнение

$$\sqrt{2}U \sin \omega t = -L \frac{di}{dt} - (Kn + R)i, \quad (197)$$

где

$$-Kni = e \quad (197a)$$

есть э. д. с. вращения, индуктированная в обмотке якоря;  $n$  — скорость вращения и  $K$  — коэффициент, который определяется кривой намагничивания машины. При двигательном режиме  $K$  и  $n$  положительны, так как э. д. с. вращения находится в противофазе с током [ур. (197 а)]. Если мы положим  $K = \text{const}$  (прямолинейная магнитная характеристика), то общее решение ур. (197) будет:

$$i = \frac{-\sqrt{2}U}{\sqrt{(Kn + R)^2 + (\omega L)^2}} \sin(\omega t - \varphi) + C e^{-\frac{Kn + R}{L}t}; \quad (198)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L}{Kn + R}; \quad \cos \varphi = \frac{Kn + R}{\sqrt{(Kn + R)^2 + (\omega L)^2}}. \quad (198a)$$

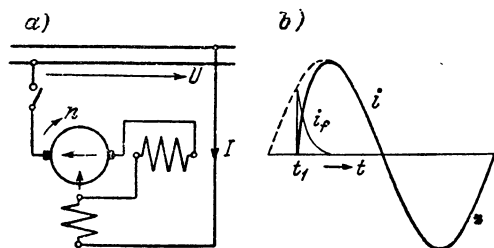
Если мы предположим, что машина (фиг. 137, *a*) непосредственно перед включением на сеть переменного тока вращалась со скоростью  $n$ , то постоянная интегрирования  $C$  может быть рассчитана из начальных условий. В момент  $t = t_1$  машина включается на сеть. В этот момент ток  $i = 0$ . Из этого следует:

$$C = \frac{\sqrt{2} U}{\sqrt{(Kn + R)^2 + (\omega L)^2}} \sin(\omega t_1 - \varphi) \cdot e^{\frac{Kn + R}{L} t_1}, \quad (199a)$$

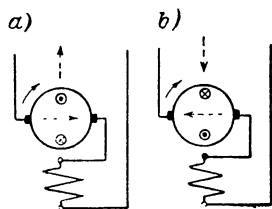
при этом ток двигателя получается

$$i = \frac{-\sqrt{2} U}{\sqrt{(Kn + R)^2 + (\omega L)^2}} \times \\ \times [\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\omega t_1 - \varphi) \cdot e^{-\frac{Kn + R}{L} (t - t_1)}]. \quad (199)$$

Первый член в ур. (198) и (199) представляет собою установившийся ток при скорости вращения  $n$ , тогда как второй член соот-



Фиг. 137. Процесс включения у последовательного двигателя.



Фиг. 138.

ветствует переходному току, который налагается на установившийся ток. Этот переходный ток затухает экспоненциально и очень быстро, так как величина, обратная постоянной времени  $(Kn + R)/L$ , для тягового двигателя при номинальном режиме имеет значение порядка  $500 \text{ сек}^{-1}$ . Для рассмотренного уже ранее в качестве примера тягового двигателя на фиг. 137, *b* изображено изменение тока по ур. (199), когда при включении  $\omega t_1 = \pi/4$ . Переходный ток  $i_f$  уже практически затухает за часть периода переменного тока, так что режим двигателя является стабильным.

Если даже при включении цепи двигателя имел место в полюсах остаточный магнетизм, машина, работающая двигателем, не может сама возбуждаться, так как при направлении вращения двигателем (см. фиг. 137, *a*) ток, индуктированный остаточным магнетизмом, всегда стремится уничтожить последний. Это можно видеть из фиг. 138, *a* и *b*, на которых штриховые стрелки по оси обмотки возбуждения указывают остаточный магнетизм, а штриховые стрелки в якоре указывают направления э. д. с., индуктированной остаточным магнетизмом.

**б. Генераторный режим.** Последовательный двигатель начинает работать генератором, если при том же направлении скорости вращения меняется на обратное направление тока в обмотке возбуждения ( $K$  отрицательно) или при включении двигателем изменяется направление вращения ( $n$  отрицательно), как это следует и из геометрического места тока на фиг. 33, *б*. В ур. (197) до (199) знак перед  $Kn$ , таким образом, будет отрицательным ( $e$  тогда в фазе с  $i$ ). Если, однако, мы положим  $Kn$  все же положительным, то ур. (199) запишется следующим образом:

$$i = \frac{-\sqrt{2}U}{\sqrt{(-Kn+R)^2 + (\omega L)^2}} \times [\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\omega t_1 - \varphi) \cdot e^{\frac{Kn-R}{L}(t-t_1)}] \quad (200)$$

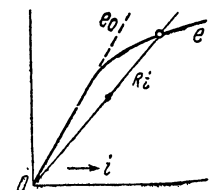
при

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L}{R - Kn}; \quad \cos \varphi = \frac{R - Kn}{\sqrt{(R - Kn)^2 + (\omega L)^2}}. \quad (200a \text{ и } b)$$

Переходный ток, который в этом случае накладывается на установившийся ток, возрастает, если  $Kn > R$ , по экспоненциальному закону, т. е. машина самовозбуждается при постоянном  $Kn$  длительно возрастающим постоянным током, который равен второму члену правой части ур. (200). То же самое будет также в случае, если в машине имеется остаточный магнетизм, безразлично в каком направлении (см. фиг. 138, *а* и *б* при измененном направлении вращения). Остаточный магнетизм зависит от того, в какой момент времени цепь тока машины была разорвана. Чем больше было мгновенное значение тока при последнем разрыве, тем сильнее проявляется явление самовозбуждения.

В действительности возрастанию постоянного тока кладется предел, который определяется магнитной характеристикой машины  $e(i)$  при постоянном токе и сопротивлением  $R$  в цепи тока. Установившееся состояние постоянного тока наступает по ур. (200), если  $Kn = R$ , или при  $e = Kni$ , если

$$Ri = e. \quad (201a)$$



Фиг. 139. Самовозбуждение.

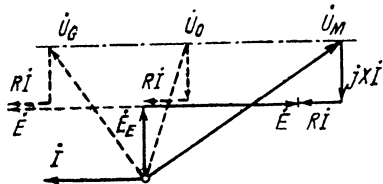
Если  $e$  на фиг. 139 представляет собою э. д. с. вращения как функцию тока  $i$  (при постоянной скорости вращения), то машина самовозбуждается до точки пересечения прямой сопротивления  $Ri$  и кривой  $e$ . Если мы обозначим через  $e_0(i)$  касательную к магнитной характеристике, проходящую через точку начала координат (см. фиг. 139), то условие самовозбуждения можно записать в виде:

$$Ri < e_0. \quad (201b)$$

Если выполняется условие самовозбуждения (201b) (что без искусственного увеличения  $R$  имеет место уже при очень малых

скоростях вращения) и машина присоединена к сети, то постоянный ток течет через сеть или, при обычном питании машины от трансформатора, через вторичную обмотку трансформатора. Ток, протекающий в машине, является пульсирующим током.

Мы можем проследить за поведением машины, если, исходя из двигательного режима, будем постепенно уменьшать скорость вращения машины при неизменном вращающем моменте до неподвижного состояния посредством соответствующего регулирования напряжения на зажимах и затем с помощью внешнего привода изменим ее на обратную. На фиг. 140 проведенная сплошными линиями векторная диаграмма соответствует двигательному режиму с напряжением на зажимах  $\dot{U}_M$  ( $\angle I, \dot{U}_M$  тупой). При предположенном неизменном вращающем моменте при регулировании скорости вращения величина тока  $I$  также остается постоянной, тогда как его фаза, при постоянной фазе напряжения на зажимах, изменяется. Для наглядности мы можем принять, что фаза  $\theta$  к а остается постоянной. В этом случае с изменением скорости вращения (пропорционально  $E$ ) конец вектора напряжения на зажимах  $\dot{U}$  перемещается по штрихпунктирной прямой (параллельно  $\dot{I}$ ).

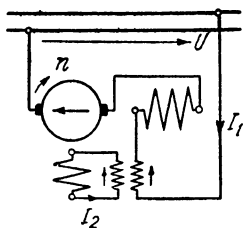


Фиг. 140. Переход из двигательного в генераторный режим.

При покое ( $E=0$ ) к машине должно подводиться напряжение  $\dot{U}_0$ . Если затем меняется направление вращения посредством привода, то  $\dot{E}$  также изменяет свой знак. Если  $|E|=|RI|$ , активное падение напряжения  $RI$  непосредственно компенсируется э. д. с. вращения; мощность, потребляемая из сети, равна нулю ( $I \perp \dot{U}$ ). При дальнейшем повышении скорости вращения угол  $I, \dot{U}$  становится острым, т. е. машина работает в качестве генератора на сеть переменного тока (диаграмма с напряжением на зажимах  $\dot{U}_G$ ). Но практически этот генераторный режим не может быть использован, потому что при этом обычно возникает самовозбужденный постоянный ток, который протекает через главный трансформатор, применяемый для регулирования, и последний так сильно насыщается, что режим переменного тока нарушается.

## 2. Самовозбужденные колебания

**а. Последовательная машина с индуктивной связью цепей якоря и возбуждения.** Если последовательно с машиной включен конденсатор, она не может возбудиться постоянным током. Подробное исследование (разд. I 1с, т. II) показывает, что в этом случае она может возбуждаться переменным током. То же самое имеет место и в случае, если цепь возбуждения индуктивно связана с цепью якоря посредством последовательного трансформатора.



Фиг. 141. Индуктивная связь между цепями якоря и возбуждения.

При индуктивной связи цепей якоря и возбуждения на сеть может включаться одна или другая цепь. Схему, в которой к сети присоединялась цепь возбуждения, мы уже рассматривали раньше в разд. В 5а и б (см. фиг. 45, с)

в связи с вопросами уничтожения искрения. Здесь мы предположим другой случай, при котором цепь якоря является первичной цепью

(фиг. 141), поскольку эта схема уже нашла практическое применение для рекуперативного торможения в тяге [Л. 129].

Если мы обозначим через  $R_1$  и  $R_2$  активные сопротивления, через  $L_1$  и  $L_2$  самоиндуктивности и через  $M$  взаимную индуктивность обеих цепей тока, то с учетом направлений стрелок на фиг. 141, справедливы следующие уравнения напряжений:

$$\sqrt{2} U \sin \omega t + R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} = \pm K n i_2; \quad (202a)$$

$$R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} = 0, \quad (202b)$$

где положительный знак перед  $K n i_2$  действителен для двигательного режима, а отрицательный для генераторного режима, если  $K$  и  $n$  всегда вводятся положительными. Положительный знак перед  $K n$  [в противоположность ур. (197)] обосновывается тем, что при непосредственном последовательном включении обмоток якоря и возбуждения э. д. с. вращения находится в противофазе с током ( $e = -K n i$ ), но здесь при принятых по фиг. 141 направлениях стрелок вторичный ток  $i_2$  становится отрицательным.

Чтобы исключить члены с  $di_2/dt$ , умножим ур. (202a) на  $L_2$ , а ур. (202b) на  $M$ ; вычтем их одно из другого и решим относительно  $i_2$ . Если мы подставим затем  $i_2$  и полученное отсюда  $di_2/dt$  в ур. (202b), то получим дифференциальное уравнение второго порядка:

$$\frac{d^2 i_1}{dt^2} + a_1 \frac{di_1}{dt} + a_2 i_1 = - \frac{\sqrt{R_2^2 + (\omega L_2)^2}}{L_1 L_2 - M^2} \sqrt{2} U \sin(\omega t + \varphi), \quad (203)$$

где

$$a_1 = \frac{R_1 L_2 + R_2 L_1 \pm M K n}{L_1 L_2 - M^2}; \quad a_2 = \frac{R_1 R_2}{L_1 L_2 - M^2}; \quad \operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L_2}{R_2}. \quad (203a \text{ до } c)$$

Решение этого уравнения состоит из двух частей, из установившегося тока машины  $i_{1d}$  с частотой сети и свободного тока  $i_{1f}$ :

$$i_1 = i_{1d} + i_{1f}. \quad (204)$$

Для установившегося тока машины справедливо

$$i_{1d} = \sqrt{\frac{R_2^2 + (\omega L_2)^2}{(\omega a_1)^2 + (\omega^2 - a_2)^2}} \cdot \frac{\sqrt{2} U}{L_1 L_2 - M^2} \cos(\omega t + \varphi - \psi), \quad (205)$$

где

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{\omega a_1}{\omega^2 - a_2}. \quad (205a)$$

В предположении, что сеть, к которой присоединена первичная цепь машины, бесконечно мощная, мы получим свободный или самовозбужденный ток, если положим свободный член в ур. (202a)  $\sqrt{2} U \sin \omega t = 0$ . Для тока самовозбуждения мы должны различать, оказывается ли  $(a_1/2)^2 \geq a_2$ .

Для

$$(a_1/2)^2 \geq a_2 \quad \text{будет} \quad i_{1f} = C_1 e^{\lambda_1 t} + C_2 e^{\lambda_2 t} \quad (206)$$

при

$$\begin{aligned}\lambda_1 &= -a_1/2 - \sqrt{(a_1/2)^2 - a_2} \quad \text{и} \\ \lambda_2 &= -a_1/2 + \sqrt{(a_1/2)^2 - a_2}.\end{aligned}\quad (206a \text{ и } b)$$

Мы получаем вообще сумму двух аperiodических процессов, из которых один затухает во времени, а другой возрастает.

Для

$$(a_1/2)^2 < a_2 \quad \text{будет} \quad i_{1f} = (C_3 \sin \omega_0 t + C_4 \cos \omega_0 t) e^{-\frac{a_1 t}{2}} \quad (207)$$

при

$$\omega_0 = \sqrt{a_2 - (a_1/2)^2}; \quad (207a)$$

получается гармоническое колебание, амплитуда которого при положительном  $a_1$  затухает по экспоненциальному закону, а при отрицательном  $a_1$  возрастает.

Если сеть, на которую включена первичная цепь машины, не является бесконечно мощной, мы можем включить активное сопротивление  $R_N$  и индуктивность  $L_N$  сети в  $R_1$  и  $L_1$ , чтобы получить величины  $a_1$  и  $a_2$  по ур. (203a), с которыми уже можно рассчитывать ток самовозбуждения.

**б. Критерий по определителю Гурвица.** Часто речь идет только о том, чтобы выяснить, затухают ли самовозбужденные колебания. Для этого подходит критерий по определителю Г у р в и ц а [Л. 115]. Ток  $i$  в одной связанной цепи тока может быть задан дифференциальным уравнением  $m$ -ого порядка:

$$a_0 \frac{d^m i}{dt^m} + a_1 \frac{d^{m-1} i}{dt^{m-1}} + \dots + a_{m-1} \frac{di}{dt} + a_m i = 0. \quad (208)$$

При подстановке

$$i = C e^{\lambda t} \quad (208a)$$

получаем для  $\lambda$  уравнение  $m$ -ой степени:

$$a_0 \lambda^m + a_1 \lambda^{m-1} + \dots + a_{m-1} \lambda + a_m = 0. \quad (208b)$$

$\lambda$  имеет  $m$  корней; каждый корень дает частный интеграл ур. (208). Общий интеграл составляется с  $m$  произвольными постоянными ( $C_1, C_2, \dots, C_m$ ) в предположении, что все  $\lambda$  отличаются друг от друга, как решение в форме

$$i = \sum_{k=1}^m C_k e^{\lambda_k t}. \quad (208c)$$

Самовозбужденные колебания не могут возникать, если вещественные части  $m$  корней  $\lambda$  все без исключения отрицательны. Для этого все  $a$  в ур. (208b) по необходимости должны быть положительны. Но это условие недостаточно. Необходимое и достаточное условие в простейшей форме дает критерий по определителю Гурвица. При



этом предполагается, что в ур. (208b)  $a_0$  положительно; при отрицательном  $a_0$  нужно было бы все уравнение умножить на  $-1$ .

Теперь образуется определитель

$$\Delta_k = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & a_5 & \dots & a_{2k-1} \\ a_0 & a_2 & a_4 & \dots & a_{2k-2} \\ 0 & a_1 & a_3 & \dots & a_{2k-3} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & a_m \end{vmatrix}, \quad (k=1, 2, \dots, m) \quad (209)$$

в котором индексы в каждой строке всегда растут на две единицы, а в каждом столбце на единицу уменьшаются. При этом нужно полагать  $a_k = 0$ , если индекс оказывается отрицательным или большим, чем  $m$ . Необходимым и достаточным условием для того, чтобы ур. (208b), в котором  $a_0$  предполагается положительным, имело корни только с отрицательными вещественными частями, является то, что все определители  $\Delta_1, \Delta_2, \Delta_3, \dots, \Delta_m$  оказываются положительными. Условие, что  $\Delta_m$  должен быть положительным, равносильно условию, что  $a_m$  положительно.

Таким образом, например, для уравнения 4-ой степени ( $m = 4$ ), получается условие:

$$\Delta_1 = a_1 > 0; \quad \Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix} = a_1 a_2 - a_0 a_3 > 0; \quad (210a \text{ и } b)$$

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & 0 \\ a_0 & a_2 & a_4 \\ 0 & a_1 & a_3 \end{vmatrix} = a_1 a_2 a_3 - a_1^2 a_4 - a_0 a_3^2 = a_3 \Delta_2 - a_1^2 a_4 > 0; \quad (210c)$$

$$\Delta_4 = a_4 > 0. \quad (210d)$$

Для схемы на фиг. 141, если мы подставим  $\lambda$  вместо  $d/dt$ , уравнения напряжений будут:

$$(R_1 + \lambda L_1) i_1 + \lambda M i_2 \mp K n i_2 = 0; \quad (211a)$$

$$(R_2 + \lambda L_2) i_2 + \lambda M i_1 = 0. \quad (211b)$$

Если мы заменим  $i_2$  в ур. (211a) через  $i_2$  по ур. (211b), то получим:

$$a_0 \lambda^2 + a_1 \lambda + a_2 = 0 \quad (212)$$

при  $a_0 = 1; a_1 = \frac{R_1 L_2 + R_2 L_1 \pm M K n}{L_1 L_2 - M^2}; a_2 = \frac{R_1 R_2}{L_1 L_2 - M^2}, \quad (212a \text{ до } c)$

откуда следуют условия для у н и ч т о ж е н и я самовозбужденных колебаний

$$\Delta_1 = a_1 > 0; \quad a_2 > 0, \quad (213a \text{ и } b)$$

которые ограничиваются одним условием в ур. (213a), если мы примем во внимание, что  $R_1 R_2$  и  $L_1 L_2 - M^2$  всегда положительны. При положительном  $a_1$  по ур. (206) и (207) также получаются экспоненциально затухающие колебания,

**с. Комплексный метод записи.** Чтобы определить установившиеся колебания самовозбуждения, мы можем, с известным приближением, ввести действующие значения величин переменных токов. Для схемы фиг. 141, при круговой частоте  $\omega_0$  самовозбужденных колебаний, получаются следующие уравнения напряжений для обеих цепей тока:

$$(R_1 + j\omega_0 L_1) I_1 + j\omega_0 M I_2 \mp K n I_2 = 0; \quad (214a)$$

$$(R_2 + j\omega_0 L_2) I_2 + j\omega_0 M I_1 = 0, \quad (214b)$$

причем в  $R_1$  и  $L_1$  следует включить активное сопротивление и индуктивность сети, к которой присоединена первичная цепь. Если мы подставим  $I_2$  по ур. (214b) в ур. (214a), то получим одно уравнение с вещественными и мнимыми членами. Для мнимых членов будет

$$R_1 L_2 + R_2 L_1 \pm M K n = 0, \quad (215a)$$

а для вещественных

$$\omega_0 = \frac{R_1 R_2}{L_1 L_2 - M^2}. \quad (215b)$$

Ур. (215a) является условием для появления установившихся колебаний. Если левая часть больше нуля, то колебания экспоненциально затухают [см. ур. (213a)]; если она меньше нуля, то колебания экспоненциально возрастают. Ур. (215b) дает круговую частоту установившихся самовозбужденных колебаний; для  $a_1 = 0$  оно совпадает с ур. (207a).

**д. Комплексная круговая частота.** Для исследования явлений самовозбуждения можно также ввести понятие комплексной круговой частоты (разд. 1с, т. II; см. также [Л. 119]). Это получается из следующего соображения.

Вещественная часть

$$v = V \cos(\gamma t + \varphi) \quad (216a)$$

временного вектора

$$\dot{V} = V e^{j(\gamma t + \varphi)} \quad (216)$$

представляет собой протекание во времени некоторого колебания. Если мы подставим в ур. (216)

$$\dot{\gamma} = \omega_0 - j\beta, \quad (217)$$

то будет

$$\dot{V} = V e^{j(\omega_0 t - j\beta t + \varphi)} = V e^{\beta t} e^{j(\omega_0 t + \varphi)}, \quad (217a)$$

вещественная часть которого

$$v = V e^{\beta t} \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (217b)$$

представляет собою некоторое колебание, амплитуда которого изменяется во времени по экспоненциальной функции  $e^{\beta t}$ , и, следовательно, при отрицательном  $\beta$  затухает, а при положительном  $\beta$  возрастает.

Если мы введем для самовозбужденных токов комплексную круговую частоту  $\dot{\gamma}$  по ур. (217), то при  $\dot{\gamma}$  мы можем математически оперировать с самовозбужденными токами, как с установившимися колебаниями.

Уравнение для определения комплексной круговой частоты  $\dot{\gamma}$  получается из уравнений напряжений цепей токов, в которых протекают самовозбужденные токи. Для схемы по фиг. 141 они будут, если мы представляем себе активное и реактивное сопротивления сети включенными в  $R_1$  и  $L_1$ ,

$$(R_1 + j\dot{\gamma}L_1) \dot{I}_1 + j\dot{\gamma}M\dot{I}_2 = \pm Kn\dot{I}_2, \quad (218a)$$

$$(R_2 + j\dot{\gamma}L_2) \dot{I}_2 + j\dot{\gamma}M\dot{I}_1 = 0. \quad (218b)$$

Подставляя  $\dot{I}_2$  из ур. (218b) в ур. (218a), мы получим:

$$R_1R_2 - \dot{\gamma}^2(L_1L_2 - M^2) + j\dot{\gamma}^2(R_1L_2 + R_2L_1 \pm MKn) = 0 \quad (218)$$

и с сокращениями по ур. (203a и b)

$$\dot{\gamma} = ja_1/2 \pm \sqrt{a_2 - (a_1/2)^2}. \quad (219)$$

Если мы положим правые части ур. (219) и (217) равными друг другу, то получим (вещественную) круговую частоту  $\omega_0$  самовозбужденных колебаний и коэффициент  $\beta$ , по знаку которого [см. ур. (217b)] судят, затухают ли самовозбужденные колебания ( $\beta$  отрицательно) или возрастают ( $\beta$  положительно).

Получается:

- |  |         |
|--|---------|
| 1. $a_1/2 > 0; (a_1/2)^2 > a_2:$                             | } (220) |
| $\omega_0 = 0; \beta = -(a_1/2 \pm \sqrt{(a_1/2)^2 - a_2});$ |         |
|  |         |
| 2. $a_1/2 > 0; (a_1/2)^2 = a_2:$                             |         |
| $\omega_0 = 0; \beta = -a_1/2;$                              |         |
|  |         |
| 3. $a_1/2 > 0; (a_1/2)^2 < a_2:$                             |         |
| $\omega_0 = \sqrt{a_2 - (a_1/2)^2}; \beta = -a_1/2;$         |         |
|  |         |
| 4. $a_1/2 = 0; (a_1/2)^2 < a_2:$                             |         |
| $\omega_0 = \sqrt{a_2}; \beta = 0;$                          |         |
|  |         |
| 5. $a_1/2 < 0; (a_1/2)^2 < a_2:$                             |         |
| $\omega_0 = \sqrt{a_2 - (a_1/2)^2}; \beta =  a_1/2 ;$        |         |
|  |         |
| 6. $a_1/2 < 0; (a_1/2)^2 = a_2:$                             |         |
| $\omega_0 = 0; \beta =  a_1/2 ;$                             |         |
|  |         |
| 7. $a_1/2 < 0; (a_2/2)^2 > a_2:$                             |         |
| $\omega_0 = 0; \beta =  a_1/2  \pm \sqrt{(a_1/2)^2 - a_2};$  |         |
|  |         |

### 3. Двигательный и генераторный режимы при схеме по фиг. 141

Для затухания самовозбужденных колебаний мы нашли условие [ур. (212b)]:

$$R_1 L_2 + R_2 L_1 \pm M K n > 0. \quad (221)$$

При двигательном режиме (+MKn!) это условие всегда выполнимо. Таким образом, двигательный режим устойчив.

Генераторный режим (−MKn!) по ур. (221) наоборот только тогда свободен от самовозбуждения, когда

$$K n < \frac{R_1 L_2 + R_2 L_1}{M}. \quad (222a)$$

Для возникновения установившихся самовозбужденных колебаний должно быть

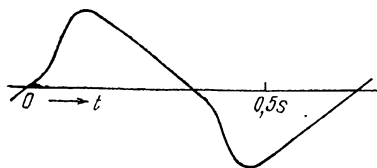
$$K n = \frac{R_1 L_2 + R_2 L_1}{M}. \quad (222b)$$

Проследим теперь самовозбуждение на одном примере. Для повторяющегося в качестве числового примера рассматриваемого тягового двигателя кажущаяся мощность возбуждения составляет 45 *кв*а. При этом мы можем принять, по разд. LI, т. III, поперечное сечение сердечника последовательного трансформатора около 200 *см*<sup>2</sup>. При индукции в сердечнике в 13 000 *гс*, если трансформатор выполняется с коэффициентом  $\omega_2/\omega_1 = 1$ , получается  $\omega_1 = \omega_2 = 23$ . При этом мы получаем при  $f = 16\frac{2}{3}$  *гц*, т. е.  $\omega = 104,7$  *гц*, по ур. (58а), т. II, с  $\delta' = 0,1$  *см*, главное реактивное сопротивление трансформатора  $X_{1h} = X_{2h} = X_{12} = 1,4$  *ом*. Если мы пренебрежем реактивными сопротивлениями рассеяния трансформатора, то будет  $X_1 = X_{12} + X_A = 1,45$  *ом*,  $X_2 = X_{12} + X_E = 1,445$  *ом*,  $X_1 X_2 - X_{12}^2 = \omega^2 (L_1 L_2 - M^2) = X_{12} (X_A + X_E) + X_A X_E = 0,1352$  *ом*<sup>2</sup>. Реактивные сопротивления пропорциональны индуктивностям. При пренебрежении активными сопротивлениями трансформатора  $R_1 = 0,02$  *ом*,  $R_2 = 0,003$  *ом* при номинальной скорости вращения  $K n_N = 0,432$  *ом* (на прямолинейной части характеристики). С этими значениями сопротивлений мы получим по ур. (203а и б)  $a_1/2 = (12,88 - 234 \text{ } n/n_N) \text{ сек}^{-1}$  и  $a_2 = 4,85 \text{ сек}^{-2}$ .

Если мы заставим скорость вращения генератора возрастать от нуля, то последовательно пройдем по всем случаям, указанным в сопоставлении (220). Получается: для  $n/n_0 < 0,0456$  — случай 1;  $n/n_0 = 0,0456$  — случай 2;  $0,0456 < n/n_0 < 0,0555$  — случай 3;  $n/n_0 = 0,0555$  — случай 4;  $0,0555 < n/n_0 < 0,0644$  — случай 5;  $n/n_0 = 0,0644$  — случай 6;  $n/n_0 > 0,0644$  — случай 7. Случаи 1 по 6 лежат все, таким образом, вблизи 6% номинальной скорости вращения, так что они не имеют никакого практического значения. При более высоких скоростях вращения наступает самовозбуждение, а именно, самовозбужденный ток сначала будет возрастающим постоянным током [ $a_1/2 < 0$ ,  $(a_1/2)^3 > a_2$ , ур. (206), или случай 7 в (220)].

Возрастанию самовозбужденного постоянного тока, который с соответствующим сдвигом по фазе возникает также и во вторичной цепи, кладется предел магнитной характеристикой машины. Если процесс самовозбуждения приближается к установившемуся состоянию (точка пересечения прямой сопротивления с характеристикой *e*, см. фиг. 139), т. е.  $di_1/dt$  все уменьшается, самовозбужденный ток  $i_2$  постепенно пропадает. Благодаря этому также и э. д. с. вращения, индуцированная в обмотке якоря, вызванная самовозбужденным

током, постепенно становится равной нулю. Однако вследствие существующего сдвига фаз между первичным и вторичным токами, машина снова возбуждается, если ток в первичной обмотке становится равным нулю, и повторяется такой же процесс как и прежде, но с противоположным направлением тока. Таким образом, вместо возрастающего постоянного тока, как мы это видели при непосредственном последовательном включении обмоток якоря и возбуждения,



Фиг. 142. Самовозбужденный ток при схеме по фиг. 141.

возникает самовозбужденный переменный ток, отклоняющийся от синусоидальной формы. На фиг. 142 для одного практического случая (машина 13 *квт* при  $16\frac{2}{3}$  *гц*) представлена осциллограмма самовозбужденного тока.

Частота самовозбужденных токов в практических случаях составляет всего несколько герц. При  $a_1 = 0$  мы получим по ур. (207а), для приведенного в качестве примера тягового двигателя,  $\omega_0 = 2,21$  *гц*. Нормальная работа машины с частотой сети в этом случае невозможна.

Сопротивление  $R$ , которое путем умножения на ток возбуждения дает прямую сопротивления, при пренебрежении активным сопротивлением последовательного трансформатора по ур. (222b) будет  $R = (R_1 L_2 + R_2 L_1) / M = 0,0238$  *ом*, т. е. немногим больше, чем таковое без промежуточного включения трансформатора ( $R_1 + R_2 = 0,0230$  *ом*). Прямая сопротивления, таким образом, при сильной индуктивной связи цепей тока с коэффициентом трансформации единица, проходит лишь немного круче, чем при непосредственном последовательном соединении обмоток. В разд. G4b мы будем подробнее исследовать работу машины в качестве генератора и увидим, что при целесообразном расчете последовательно включенного трансформатора в известных пределах генераторный режим возможен без самовозбуждения.

#### 4. Репульсионные машины

Исследование на самовозбуждение мы выполним простейшим образом по разд. 2b.

При возбуждении роторным током, если  $\lambda = d/dt$ , уравнения напряжений для обеих цепей машины (см. фиг. 78, а) будут:

$$(R_1 + \lambda L_1) i_1 + \lambda M i_2 = 0; (R_2 + \lambda L_2) i_2 + \lambda M i_1 \pm K n i_2 = 0, \quad (223a \text{ и } b)$$

где  $M$  — взаимная индуктивность между статорной и роторной рабочими обмотками и положительный знак перед  $K n$  снова соответствует двигательному, а отрицательный — генераторному режиму. Решение этих уравнений относительно  $\lambda$  дает:

$$\lambda^2 + \frac{R_1 L_2 + (R_2 \pm K n) L_1}{L_1 L_2 - M^2} \lambda + \frac{R_1 (R_2 \pm K n)}{L_1 L_2 - M^2} = 0. \quad (223)$$

Отсюда получаются условия для уничтожения самовозбуждения:

$$\frac{R_1 L_2 + (R_2 \pm Kn) L_1}{L_1 L_2 - M^2} > 0; \quad \frac{R_1 (R_2 \pm Kn)}{L_1 L_2 - M^2} > 0. \quad (224a \text{ и } b)$$

При двигательном режиме эти уравнения всегда выполняются; следовательно, режим свободен от самовозбуждения, но генераторный режим ( $-Kn!$ ) только тогда, если  $Kn < R_2$ . Это условие то же самое, что и для обычной последовательной машины, следует из ур. (201b) при  $R = R_2$ .

При возбуждении статорным током (см. фиг. 78, b) из уравнений

$$(R_1 + \lambda L_1) i_1 + \lambda M i_2 = 0; \quad (R_2 + \lambda L_2) i_2 + \lambda M i_1 \mp Kn i_1 = 0 \quad (225a \text{ и } b)$$

мы получаем условия для уничтожения самовозбуждения:

$$\frac{R_1 L_2 + R_2 L_1 \pm MKn}{L_1 L_2 - M^2} > 0; \quad \frac{R_1 R_2}{L_1 L_2 - M^2} > 0, \quad (226a \text{ и } b)$$

т. е. те же условия, что при схеме по фиг. 141 [ур. (221)], причем, однако, следует заметить, что там  $M$  обозначает взаимную индуктивность между обеими обмотками последовательного трансформатора, а здесь между первичной и вторичной рабочими обмотками. Двигательный режим (верхний знак перед  $Kn$ ) оказывается так же, как и при возбуждении роторным током, всегда свободным от самовозбуждения, но генераторный режим только тогда, если

$$Kn < (R_1 L_2 + R_2 L_1) / M, \quad (227)$$

так как условие (226b) всегда выполняется. Самовозбуждение возникает, однако, при несколько более высокой скорости вращения, чем в схеме с возбуждением роторным током, но все же эта скорость вращения в практических случаях еще так мала, что без существенного искусственного увеличения активных сопротивлений или использования явления насыщения (см. разд. 7), которым мы здесь пренебрегаем, о генераторном режиме не может быть и речи.

Регульсионный двигатель со сдвигом щеток становится генератором, если изменяется либо направление вращения, либо при том же направлении вращения щетки сдвигаются в направлении, противоположном смещению их при двигательном режиме из положения холостого хода. Если мы обозначим здесь через  $M_0$  взаимоиндуктивность между статорной и роторной обмотками, когда ось щеток совпадает с осью статора ( $\alpha = 0$ ), и через  $K_0$  коэффициент, который при положении щеток  $\alpha = 90^\circ$  путем умножения на скорость вращения  $n$  и ток  $I_1$  дает э. д. с. вращения, то уравнения напряжений будут:

$$(R_1 + \lambda L_1) i_1 + \lambda M_0 \cos \alpha \cdot i_2 = 0; \quad (228a)$$

$$(R_2 + \lambda L_2) i_2 + \lambda M_0 \cos \alpha \cdot i_1 \mp K_0 n \sin \alpha \cdot i_1 = 0, \quad (228b)$$

где верхний знак перед  $K_0 n$  соответствует двигателю, а нижний генераторному режиму, если  $\alpha$  всегда вводится положительным. Отсюда получаются условия уничтожения самовозбуждения:

$$R_1 L_2 + R_2 L_1 \pm K_0 n M \cos \alpha \sin \alpha > 0; \quad R_1 R_2 > 0. \quad (229a \text{ и } b)$$

Двигательный режим, таким образом, свободен от самовозбуждения, но генераторный режим — только тогда, когда ур. (229a) выполняется с отрицательным знаком перед  $K_0 n$ . Если мы введем коэффициенты рассеяния  $\sigma_1$  и  $\sigma_2$  [ур. (97 е и ф)] и коэффициент трансформации  $\dot{u}$  [ур. (111)] и заметим, что  $K_0 = p X_{12} / f = = p \dot{u} X_{1h} / f$  [ $K_0 = E_0 / n I_1$ , ур. (112) при  $\sin \alpha = 1$  и  $v = np / f$ ], то условие уничтожения самовозбуждения при генераторном режиме мы можем записать также в виде

$$n < \frac{f}{p} \cdot \frac{R_1(1 + \sigma_2) + R_2(1 + \sigma_1) \ddot{u}^2}{X_{1h} \sin \alpha \cos \alpha} = \frac{f}{p} \cdot \frac{R_1(1 + \sigma_2) + R'_2(1 + \sigma_1)}{X_{1h} \sin \alpha \cos \alpha}. \quad (230)$$

Наибольшая скорость вращения, при которой это условие еще непосредственно выполняется, зависит от щеточного угла  $\alpha$  и оказывается наименьшей для  $\alpha = 45^\circ$  при  $\sin \alpha \cdot \cos \alpha = 0,5$ . Однако также и для других практически встречающихся щеточных углов без искусственного увеличения активных сопротивлений она лежит так низко, что генераторный режим не может использоваться (см., однако, разд. 7с).

## 5. Машины двойного питания

В машине двойного питания (разд. С) обе цепи тока связаны еще индуктивно через силовой трансформатор. Эта связь может быть причиной явлений самовозбуждения, причем не только у генератора, но также в известных схемах и у двигателя.

**а. Возбуждение током якоря.** На фиг. 143, *a* и *b* представлены принципиальные схемы двигателя двойного питания. Фиг. 143, *a* предполагает, что напряжение  $\dot{U}_A$ , непосредственно подводимое к якору, имеет составляющую в противофазе с э. д. с.  $\dot{E}_R$ , созданной в нем посредством индукции от обмотки статора (см. фиг. 58, *a* и *b*), тогда как на фиг. 143, *b* предполагается несущественный случай совпадения по фазе. На обеих фигурах указаны направления тока  $i$  при двигателю режиме и даваемые ими при этом направления вращения.

Уравнения для определения условий уничтожения самовозбуждения, с  $\lambda = d/dt$  и направлениями стрелок по фиг. 143, *a* и *b*, для случая, когда первичная обмотка трансформатора разомкнута, будут:

$$(R_1 + \lambda L_1) i_1 + \lambda (\pm M_T - M_M) i_2 \pm K n i_1 = 0; \quad (231a)$$

$$(R_2 + \lambda L_2) i_2 + \lambda (\pm M_T - M_M) i_1 = 0. \quad (231b)$$

В них обозначено:  $M_M$  — взаимная индуктивность между рабочими обмотками якоря и статора,  $M_T$  — взаимная индуктивность между

обеими частями вторичной обмотки трансформатора,  $L_1$  — полная индуктивность роторной цепи 1,  $L_2$  — то же, статорной рабочей цепи 2 и  $R_1, R_2$  — активные сопротивления. Верхний знак у  $M_T$  действителен для схемы по фиг. 143, *a*, а нижний для схемы по фиг. 143, *b*, тогда как верхний знак перед  $Kn$  действителен для двигательного, а нижний для генераторного режима (обратное направление тока в обмотке возбуждения или направление вращения).

Из ур. (231 *a* и *b*) мы получим по разд. 2*b* условия уничтожения самовозбужденных токов для обеих схем фиг. 143, *a* и *b* [ $a_0 = = L_1 L_2 - (\pm M_T - M_M)^2$  всегда положительно]:

$$a_1 = R_2 L_1 + (R_1 \pm Kn) L_2 > 0;$$

$$a_2 = (R_1 \pm Kn) > 0. \quad (232a \text{ и } b)$$

Оба условия всегда выполняются для двигательного

режима ( $+Kn!$ ); двигатель работает как по фиг. 143, *a*, так и по фиг. 143, *b* без самовозбуждения.

Для генераторного режима ( $-Kn!$ ) мы можем записать условия уничтожения самовозбужденных токов

$$Kn < R_1 + R_2 L_1 / L_2; \quad Kn < R_1. \quad (233a \text{ и } b)$$

Второе условие оказывается таким же, как для обычного последовательного двигателя. Поэтому также ничего не изменится, если связь между обеими вторичными обмотками ослабится, но если первичная обмотка трансформатора присоединена к сети.

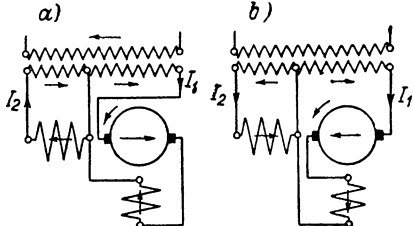
Устойчивый режим в качестве генератора при отдаче мощности в сеть с токами частоты сети возможен, но лишь при очень малых скоростях вращения.

**б. Возбуждение током статора.** Принципиальные схемы для этого представлены на фиг. 144, *a* и *b*, причем направление вращения указано для двигательного режима. Напряжение  $\dot{U}_A$ , подводимое непосредственно к якору, на фиг. 144, *a* имеет составляющую в противофазе, а на фиг. 144, *b* в фазе, с э. д. с.  $\dot{E}_R$ , созданной в якоре посредством индукции от обмотки статора. Сначала мы здесь также предположим, что первичная обмотка разомкнута; тогда с учетом направлений стрелок на фиг. 144, *a* и *b* уравнения для самовозбужденных токов будут:

$$(R_1 + \lambda L_1) i_1 + \lambda (\pm M_T - M_M) i_2 \pm Kn i_2 = 0; \quad (234a)$$

$$(R_2 + \lambda L_2) i_2 + \lambda (\pm M_T - M_M) i_1 = 0, \quad (234b)$$

причем верхний знак у  $M_T$  действителен для фиг. 144, *a*, а нижний для фиг. 144, *b* и верхний знак перед  $Kn$  действителен для двигатель-



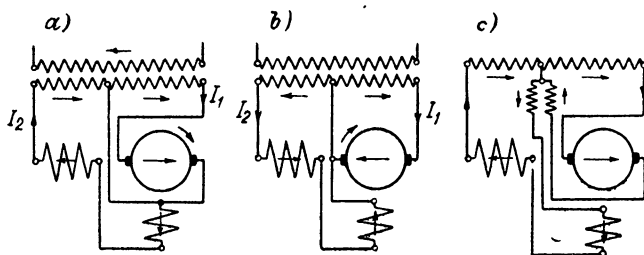
Фиг. 143. Роторное возбуждение: *a*)  $\dot{U}_A$  и  $\dot{E}_R$  в противофазе; *b*) в фазе. Направления токов для двигательного режима.



ного, а нижний для генераторного режима. По разд. 2b отсюда получается как единственное условие для уничтожения самовозбужденных токов:

$$R_1 L_2 + R_2 L_1 \mp Kn (\pm M_T - M_M) > 0. \quad (234c)$$

Рассмотрим сначала более важную схему по фиг. 144, а (+ $M_T$ !). При двигательном режиме [ $-Kn$  в ур. (234с)] она свободна от самовозбуждения, если  $(R_1 L_2 + R_2 L_1) - Kn (M_T - M_M) > 0$ . Это было бы



Фиг. 144. Статорное возбуждение: а)  $\dot{U}_A$  и  $\dot{E}_R$  в противофазе; б) в фазе; в) с разделительным трансформатором. Направления токов для двигательного режима.

всегда при  $M_M > M_T$ . Но в практических случаях чаще всего  $M_T$  больше чем  $M_M$ ; тогда двигательный режим свободен от самовозбуждения, если

$$Kn < \frac{R_1 L_2 + R_2 L_1}{M_T - M_M}. \quad (235)$$

Но это условие выполняется обычно только при малых скоростях вращения. Напротив, генераторный режим по ур. (234с) (+ $Kn$ !) в схеме по фиг. 144, а при  $M_T > M_M$  свободен от самовозбуждения.

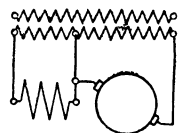
Рассмотрим теперь схему по фиг. 144, б ( $-M_T$ !). По ур. (234с) для двигательного режима ( $-Kn$ !) она оказывается всегда свободной от самовозбуждения. При генераторном режиме (+ $Kn$ !) ур. (234с) выполняется только тогда, если  $Kn (M_T + M_M) < R_1 L_2 + R_2 L_1$ , т. е. при очень малых скоростях вращения. То, что схема по фиг. 144, б практически непригодна, мы указывали в разд. С1.

Чтобы при схеме по фиг. 144, а уменьшить опасность самовозбуждения в двигательном режиме, можно было бы выполнить трансформатор с достаточно большим воздушным зазором, благодаря чему  $M_T$  уменьшается. Но из-за этого увеличивается намагничивающий ток и общий коэффициент мощности падает. Можно было бы также уничтожить самовозбуждение посредством разделительного трансформатора  $t$  в схеме по фиг. 144, в. Этим трансформатором обе цепи тока связываются еще раз, но не в направлении главного трансформатора, а в направлении обмоток статора и ротора машины. Но это вспомогательное средство из-за значительной стоимости раздели-

тельного трансформатора практически не применяется. Опасность самовозбуждения в двигательном режиме в схеме по фиг. 144, а можно также уменьшить, если обе вторичные цепи питать от отдельных трансформаторов.

Если двигатель пускается по схеме на фиг. 144, а, то, когда он достигнет критической скорости вращения, возникает генераторный момент, так что машина мгновенно затормаживается. Когда она снижает скорость вращения до скорости вращения ниже критической, самовозбуждение исчезает; затем скорость вращения снова возрастает до наступления самовозбуждения, и так машина начинает качаться между двумя пределами скорости вращения.

Если первичная обмотка присоединена к сети или замкнута накоротко, поток, с которым сцепляются обе части вторичной обмотки, может создаваться только слабым. Связь значительно ослабевает, так что  $M_T$  уменьшается. Благодаря этому и под влиянием вызванного токами частоты сети насыщения (см. разд. 7) условие (234с) может выполняться также при двигательном режиме. Может происходить так, что при двигательном включении по фиг. 144, а с первичной обмоткой, присоединенной к сети, работа протекает благополучно, но при внезапном обрыве первичного питания машина самовозбуждается и начинает качаться между двумя пределами скорости вращения. Этот процесс всегда связан с сильными тормозными ударами и искрением под щетками. Таким образом, без специального выбора сопротивлений и индуктивностей безупречная работа двигателя двойного питания с возбуждением статорным током и в схеме по фиг. 144, а является невозможной.



Фиг. 145. Сдвиг щеток.

Подобно схеме на фиг. 144, а ведет себя также и представленная на фиг. 145 схема с регулированием путем сдвига щеток, при которой впервые наблюдались явления самовозбуждения в двигательном режиме [Л. 111 и 112].

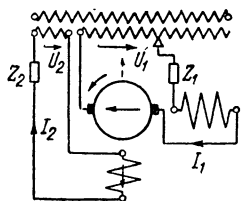
## 6. Машины с независимым и шунтовым возбуждением

**а. Независимое возбуждение.** Если обмотка возбуждения машины с независимым возбуждением питается от некоторой сети, не связанной с сетью, которая питает цепь якоря, машина не может самовозбуждаться за счет потока главных полюсов. Опасность самовозбуждения также невелика, если обмотка возбуждения питается от той же сети, что и цепь якоря, через преобразователь, при котором связь якорной цепи и цепи возбуждения очень незначительна, как, например, по схеме фиг. 120, а. Так же в данном случае не мешает работе и последовательный трансформатор, так как он очень слабо связывает обе цепи тока.

При схеме по фиг. 124, а с коллекторной вспомогательной машиной в качестве фазопреобразователя не следует ожидать самовозбуждения. В практических случаях при рекуперации энергии

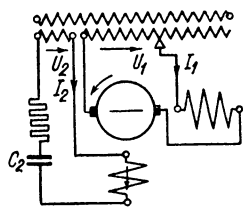
в цепь якоря вспомогательной машины все же включается маленькое добавочное активное сопротивление, чтобы уничтожить самовозбуждение из-за неточной установки щеток (см. разд. 8). Неточная установка щеток становится здесь особенно опасной, потому что активное сопротивление главной обмотки, на которое включен якорь вспомогательной машины, очень мало.

**б. Шунтовое возбуждение.** В простейшем виде шунтовая машина может быть представлена схемой фиг. 146, в которой  $Z_1$  и  $Z_2$  — сначала произвольные полные сопротивления, выбранные так, чтобы ток возбуждения имел достаточно большую составляющую в фазе с током якоря. Для двигательного режима обе цепи тока вторичной обмотки являются потребителями; таким образом, стрелки токов во вторичных обмотках направлены одинаково. Мы получаем направление вращения при двигательном режиме, указанное на фиг. 146.



Фиг. 146. Шунтовая машина.

Обе цепи тока связаны здесь индуктивно через обе вторичные обмотки трансформатора. Эта связь существует также, если первичная обмотка трансформатора включена в сеть, но она тогда также слабее, чем при отключенной первичной обмотке. Остаточный магнетизм, например в направлении штриховой стрелки по оси обмотки возбуждения, индуцирует ток в цепи якоря в направлении, указанном стрелками тока в этой цепи. Благодаря индуктивной связи обеих вторичных обмоток трансформатора ток протекает в цепи возбуждения в основном противоположно сплошной стрелке в этой цепи; он поддерживает, таким образом, остаточный магнетизм, так что машина в двигательном режиме может самовозбуждаться частотой, не зависящей от сети. Это имеет место также при генераторном режиме, если направление вращения при этом остается таким же, как при двигательном режиме; в другом случае генераторный режим свободен от самовозбуждения. Примером генераторного режима, свободного от самовозбуждения, является схема MF Oerlikon (фиг. 165) для рекуперативного торможения.



Фиг. 147. Конденсатор в цепи возбуждения.

**с. Конденсатор в цепи возбуждения.** Имеющее место при этом схеме мы рассматривали в разд. Е4. Здесь мы предположим простейший случай по фиг. 147. Уравнения напряжений для этого случая при  $\lambda = d/dt$  и  $1/\lambda = \int dt$ , будут:

$$(R_1 + \lambda L_1) i_1 + \lambda M i_2 + K n i_2 = 0; \quad (236a)$$

$$\left( R_2 + \lambda L_2 + \frac{1}{\lambda C_2} \right) i_2 + \lambda M i_1 = 0. \quad (236b)$$

Если мы заменим в ур. (236a)  $i_2$  по ур. (236b), то получим для  $\lambda$  уравнение 3-ей степени ( $m=3$ ), откуда получатся коэффициенты  $a$  в ур. (208):

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= C_2 (L_1 L_2 - M^2); & a_1 &= C_2 (R_1 L_2 + R_2 L_1 - M K n); \\ a_2 &= R_1 R_2 C_2 + L_1; & a_3 &= R_1. \end{aligned} \right\} \quad (237a \text{ до } d)$$

Так как  $a_0$  положительно, условия уничтожения самовозбуждения [ $\Delta_1$  и  $\Delta_2$  по ур. (210 а и б),  $\Delta_3 = a_3$ ] будут:

$$\left. \begin{aligned} \frac{R_1 L_2 + R_2 L_1}{M} - K n &> 0; \\ \frac{R_1 L_2 + R_2 L_1}{M} - \frac{R_1 (L_1 L_2 - M^2)}{M (R_1 R_2 C_2 + L_1)} - K n &> 0; & R_1 > 0. \end{aligned} \right\} \quad (238a \text{ до } c)$$

Последнее условие всегда выполняется, а первое заключено во втором. Схема фиг. 147, таким образом, оказывается свободной от самовозбуждения, если выдержано условие (238b).

Для практического расчета мы запишем условие (238b) в несколько более наглядной форме. Вместо индуктивностей и емкости введем реактивные сопротивления, например,  $\omega M = X_{12}$ ,  $\omega C_2 = 1/X_C$ , и обозначим через  $\sigma_1$  и  $\sigma_2$  коэффициенты рассеяния обеих обмоток трансформатора с числами витков  $w_1$  и  $w_2$ . Тогда

$$X_1 = X_{12} \frac{w_1}{w_2} (1 + \sigma_1) + X_A; \quad X_2 = X_{12} \frac{w_2}{w_1} (1 + \sigma_2) + X_E. \quad (239a \text{ и } b)$$

Ур. (238b) преобразуется в

$$\frac{R_2 X_1}{X_{12}} + \frac{R_1 X_2}{X_{12}} - \frac{R_1 (X_1 X_2 - X_{12}^2)}{X_{12} (R_1 R_2 / X_C + X_1)} > K n. \quad (239)$$

Если мы пренебрежем, наконец, очень малым членом в левой части  $R_1 R_2 / X_C$  по сравнению с  $X_1$ , то можем написать:

$$\frac{R_2 X_1}{X_{12}} + \frac{R_1 X_{12}}{X_1} > K n. \quad (239')$$

Проверим самовозбуждение в машине, приведенной в качестве примера в разд. Е4с. Если мы обратим внимание на иное значение индексов для рабочих величин по сравнению с таковым в разд. Е4с и примем здесь также, что активное сопротивление  $R_2 = 0,5 \cdot X_E = 0,0205 \text{ ом}$  (см. фиг. 127, а), то будет  $w_1/w_2 = U_1/U_2 = 21,1$ . Чтобы рассчитать  $X_{12}$ ,  $\sigma_1$  и  $\sigma_2$  мы должны знать главный трансформатор для машины. Приближенный расчет трансформатора дает  $X_{12} = 5 \text{ ом}$ ;  $\sigma_1$  и  $\sigma_2$  мы оценим как  $\sigma_1 = \sigma_2 = 0,05$ . Далее будет  $X_C = X_E = 0,041$ ;  $X_A = 0,05$ ;  $R_1 = 0,02 \text{ ом}$ . По ур. (239a и б) мы получим  $X_1 = 110,8 + 0,05 \approx 110,8$ ;  $X_2 = 0,249 + 0,041 = 0,290 \text{ ом}$ . При этом по ур. (239) или (239') должно быть  $0,454 + 0,009 - 0,000137 = 0,455 \text{ ом} > K n [\text{ом}]$ . При номинальных величинах  $I_1 = I_2 = 1000 \text{ а}$ ,  $n = 1080 \text{ об/мин}$  будет  $K n = 0,432 \text{ ом}$ ; режим, следовательно, свободен от самовозбуждения, причем как при двигательном, так и при генераторном режиме. Здесь мы предполагали, что первичная обмотка трансформатора отключена от сети; при включенной на сеть первичной обмотке работа тем более будет свободна от самовозбуждения.

При регулировании скорости вращения посредством изменения напряжения  $U_1$  в цепи якоря левая часть (239) или (239') изменяется приблизительно

пропорционально  $\omega_1/\omega_2$ . Примерно в таком же отношении изменяется также скорость вращения  $n$ , так что и при регулировании скорости вращения режим остается свободным от самовозбуждения.

## 7. Влияние токов частоты сети

Мы предполагали, что в начале самовозбуждения в машине существует только остаточный магнетизм, так что для возникновения самовозбуждения определяющей является нижняя прямолинейная часть магнитной характеристики. Но опыт показывает, что при наличии поля, возбужденного токами частоты сети, опасность самовозбуждения оказывается тем меньше, чем сильнее вызванное этими токами магнитное насыщение в железе. Самовозбужденные токи встречают тогда уже известную степень насыщения, их поля должны накладываться на существующее магнитное состояние, так что определяющим оказывается не только магнитное состояние, вызванное одними самовозбужденными токами. Благодаря этому добавочное активное сопротивление, которое требуется при постоянной скорости вращения, становится значительно меньше, чем оно получается по исследованиям в предыдущих разделах, так что машина может работать генератором на сеть со значительно меньшими потерями.

**а. Последовательная машина.** Для простого случая последовательной машины (фиг. 137, а) А. Леонард показал, как можно расчетным путем примерно учесть влияние предварительного намагничивания [Л. 119].

В уравнении напряжений для самовозбуждения (генераторный режим)

$$Ri + L \frac{di}{dt} = Kni, \quad (240)$$

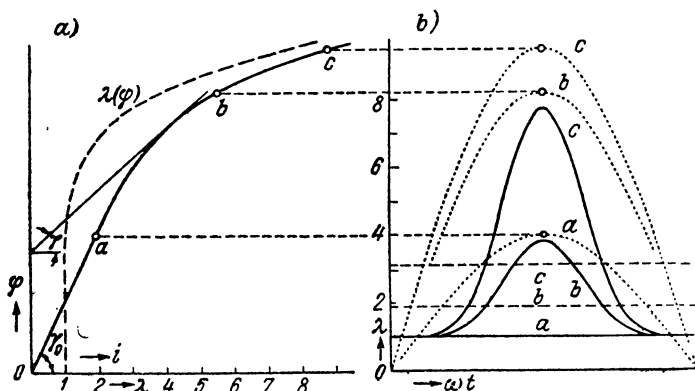
из которого мы можем рассчитать при постоянной скорости вращения  $n$  критическое активное сопротивление  $R$  или при постоянном  $R$  критическую скорость вращения  $n$ . Теперь  $L$  и  $K$  являются зависящими от  $i$  и тем самым также от времени  $t$ . Если мы ограничимся очень малыми самовозбужденными токами, то определяющим для главной индуктивности обмотки возбуждения и э. д. с. вращения будет угол  $\gamma$  касательной в соответствующей точке характеристики постоянного тока  $\varphi(i)$  (фиг. 148, а). Если мы пренебрежем для простоты индуктивностями рассеяния и обозначим индексом 0 величины в нижней прямолинейной части характеристики, то в ур. (240) мы должны подставить

$$L = \frac{L_0}{\lambda} \quad \text{и} \quad K = \frac{K_0}{\lambda} \quad \text{при} \quad \lambda = \frac{\operatorname{tg} \gamma_0}{\operatorname{tg} \gamma}, \quad (240a \text{ до } c)$$

где  $\lambda$  — некоторая функция времени  $t$ . При этом мы получаем дифференциальное уравнение

$$\frac{di}{i} = \frac{K_0 n - \lambda R}{L_0} dt. \quad (241)$$

На фиг. 148 нанесена функция  $\lambda(\varphi)$ . Если мы примем изменение потока  $\varphi$  во времени синусоидальным, то получим, например для обозначенных на фиг. 148, *a* через *a*, *b* и *c* наибольших значений потока  $\varphi$ , нанесенные пунктиром на фиг. 148, *b* мгновенные значения потоков  $\varphi$  в зависимости от времени. Отсюда получается и временное изменение  $\lambda$ . Для кривой *a* ее наибольшее значение лежит на границе нижней прямолинейной части характеристики, а для еще меньших амплитудных значений потоков  $\lambda = 1$  и не зависит от вре-



Фиг. 148. Учет степени насыщения: *a*) — — —  $\lambda(\varphi)$ ; *b*) — — —  $\lambda(\omega t)$  при синусоидальном изменении  $\varphi(\omega t)$  (....); — — — среднее значение.

мени. Для всех прочих амплитудных значений  $\lambda$ , до мгновенных значений, которые находятся еще на нижней прямолинейной части характеристики, также остается равной единице, но быстро возрастает с увеличением степени насыщения (сплошная кривая на фиг. 148).  $\lambda$  тогда изменяется периодически с двойной частотой сети.

Если мы напишем

$$\lambda = \lambda_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_{ak} \sin(k 2\omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_{bk} \cos(k 2\omega t), \quad (241a)$$

где постоянный член  $\lambda_0$  равен соответствующему среднему значению  $\lambda$  (штриховые линии на фиг. 148, *b*), то ур. (241) можно записать:

$$\frac{di}{dt} = \left\{ \frac{K_0 n - \lambda_0 R}{L_0} - \left[ \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_{ak} \sin(k 2\omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_{bk} \cos(k 2\omega t) \right] \frac{R}{L_0} \right\} dt \quad (242)$$

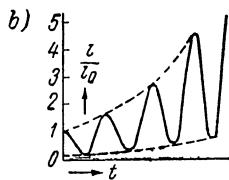
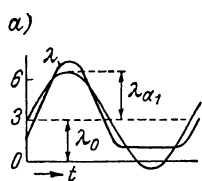
с решением

$$i = C e^{\frac{K_0 n - \lambda_0 R}{L_0} t} - \frac{R}{L_0} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\lambda_{ak}}{k 2\omega} \cos(k 2\omega t) - \frac{R}{L_0} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\lambda_{bk}}{k 2\omega} \sin(k 2\omega t), \quad (242a)$$

Постоянная интегрирования  $C$  получается из тока  $i_0$ , который протекает в момент  $t = 0$ , как

$$C = \frac{i_0}{\frac{R}{L_0} \sum_{\epsilon} \frac{\lambda_{ak}}{k 2\omega}}. \quad (242b)$$

Если мы учтем для упрощения наших рассуждений только основную гармонику  $\lambda$ , то ур. (242a) упрощается. Для изображенного на фиг. 149, а изменения  $\lambda$ , при



Фиг. 149. а)  $\lambda$  для практического случая; б) самовозбужденный ток.

на фиг. 149, а изменения  $\lambda$ , при  $\lambda_0 = 3$ , амплитуда основной гармонической получается  $\lambda_{a1} = 3.5$ . При этом и, например, при  $(K_0 n - \lambda_0 R)/L_0 = 16 \text{ сек}^{-1}$ ,  $\omega = 50 \text{ сек}^{-1}$  и  $R/L_0 = 57 \text{ сек}^{-1}$ , получается приведенный к начальному току  $i_0$  самовозбужденный ток  $i$  по фиг. 149, б. Он предполагает по своему выводу очень малые токи;

при больших токах условия насыщения уже снова меняются.

Если нужно только определить критическое активное сопротивление, при котором при постоянной скорости вращения наступает самовозбуждение, или критическую скорость, при которой при постоянном активном сопротивлении также непосредственно наступает самовозбуждение, то исходят только из коэффициента  $\epsilon(K_0 n - \lambda_0 R)t/L_0$  в ур. (242a). Влияние степени насыщения при постоянной скорости вращения выражается, таким образом, в кажущемся увеличении в  $\lambda_0$  раз активного сопротивления  $R$ , так что при наличии тока частоты сети генераторный режим возможен со значительно меньшими потерями, чем без этого тока.

Леонард показал также, что, если ток частоты сети соответствует работе еще на нижней прямолинейной части характеристики, благодаря совместному действию тока сети и независимо возбужденному току, свободный от самовозбуждения режим может быть получен при значительно меньшем активном сопротивлении, нежели без работы на сеть.

**б. Репульсионная машина со специальной обмоткой возбуждения.** Значительно сложнее протекают процессы, если рабочая обмотка и обмотка возбуждения индуктивно связаны. Для последовательных машин (фиг. 141) тогда играет роль еще степень насыщения связывающего трансформатора, для репульсионных машин — степень насыщения в рабочей оси. Так как репульсионный двигатель часто применяется для рекуперативного торможения в крановых установках, мы попытаемся объяснить некоторые опытные данные.

Репульсионный двигатель, рассмотренный подробнее в разд. D3b, был снабжен обмоткой возбуждения в свободных пазах статора (2 на полюс); ее число витков могло переключаться с 16 на 32. При испытаниях она была соединена последовательно (фиг. 78, б) с рабочей обмоткой статора (138 витков). Ось щеток находилась по оси статорной рабочей обмотки.

Машина, присоединенная к сети, извне приводилась во вращение в схеме генератора при различных напряжениях сети; при этом сначала определялась критическая скорость вращения, при которой возникало самовозбуждение. Это проявлялось в нерегулярности показаний тока и отчетливом резком шуме машины при самовозбуждении. Наблюдаемые при числах витков  $\omega_E = 16$  и  $\omega_E = 32$  значения критической скорости  $n_{кр}$  лежат внутри ограниченных областей на фиг. 150. Рассеивание наблюдаемых значений следует объяснить главным образом переменностью переходного сопротивления щеток. Однако различные критические скорости вращения получались также смотря по тому, медленно или быстро повышалась скорость вращения. При наблюдаемых значениях, лежащих вблизи нижних граничных кривых, самовозбуждение наступало только переходящее, т. е. переходя сновa в устойчивый режим. Путем нажатия на щетки можно было наблюдать переходящие явления самовозбуждения уже при пониженных скоростях вращения.

Точнее можно было установить наступление самовозбуждения, если поддерживать постоянной скорость вращения и так регулировать добавочное активное сопротивление в цепи статора  $R_Z$ , чтобы как раз наступало самовозбуждение, поскольку при этом переходное сопротивление щеток делается менее заметным. Штриховые кривые на фиг. 150 показывают добавочные сопротивления  $R_Z$  для обоих чисел витков обмотки возбуждения 16 и 32 при постоянной скорости вращения  $n = 2000$  об/мин.

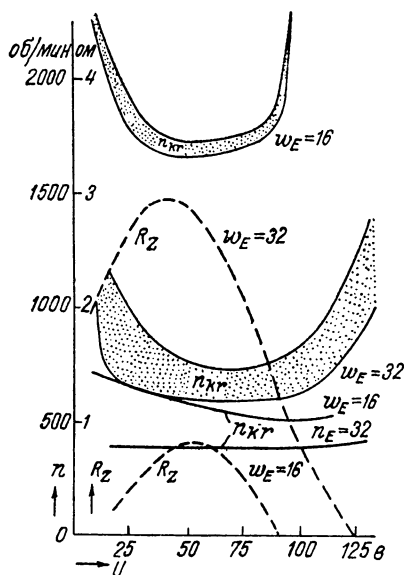
Характерно, что, начиная с некоторого известного значения напряжения, с падением напряжения на зажимах  $U$  критическая скорость вращения снова растет, а соответствующее критическое добавочное сопротивление  $R_Z$  падает. Это объясняется тем, что при малых напряжениях на зажимах ток ротора также был очень мал, и при этом сильно возрастало переходное сопротивление щеток, которое у малых машин сравнительно велико.

По Френкелю [Л. 120] у репульсионных машин с регулированием посредством сдвига щеток определяющей должна быть степень насыщения по оси статорной обмотки, как это получается из характеристики  $E_1(I_\mu)$  (см. также разд. ПГ4). Главное реактивное сопротивление  $X_{1h}$  должно определяться посредством касательной в точке  $E_1$  этой характеристики. Мы покажем, к каким результатам приводит этот способ расчета для нашей испытуемой машины.

По ур. (101 с), (102b) и (92с) будет:

$$K = \frac{E}{nI_1} = \frac{\gamma}{n} \frac{\xi_2 \omega_2}{\xi_E \omega_E} X_{Eh} = \frac{p}{f} \frac{\ddot{u}}{\ddot{u}_E} X_{Eh}. \quad (243a)$$

Если мы заменим в условии (227) для уничтожения самовозбуждения знак неравенства знаком равенства и индуктивности реактивными сопротивлениями



Фиг. 150.-Критическая скорость вращения  $n_{кр}$ , измеренная внутри ограниченной области; кривые, рассчитанные для  $\omega_E = 16$  и 32; критическое добавочное сопротивление  $R_Z$ , измеренное при 2000 об/мин. Приведены в зависимости от  $U$  для репульсионного двигателя по фиг. 78, b.



( $\omega M = \dot{u} X_{1h}$ ) и решим его относительно критической скорости вращения, то получим:

$$n_{kr} = \frac{u_E f}{p} \cdot \frac{R_1 \dot{u}^2 (1 + \sigma_2) + R_2 (1 + \sigma_1 + X_E/X_{1h})}{\dot{u}^2 X_{Eh}}. \quad (243b)$$

По этому уравнению рассчитаны кривые  $n_{kr}$  для  $\omega_E = 16$  и 32 на фиг. 150, где  $X_{1h}$  определено по касательной к характеристике переменного тока  $E_1(I_\mu)$  на фиг. 87 (см. фиг. 335), причем подставлено  $X_{Eh} = E_{Eh}/I_1$ . Падениями напряжения, вызванными токами частоты сети, пренебрегалось ( $U \approx E_1$ ), но переходное сопротивление щеток учитывалось по характеристике щеток. Это было возможно, поскольку токи были измерены непосредственно перед наступлением самовозбуждения.

Мы получаем по расчету при малых напряжениях на зажимах также возрастающую критическую скорость вращения при падающем напряжении, тогда как при больших напряжениях на зажимах критическая скорость вращения снова повышается. Мы видим далее, что рассчитанные критические скорости вращения значительно меньше, нежели измеренные, что также следовало ожидать согласно разд. а. Если бы мы в ур. (243b) уменьшили  $X_{Eh}$  в том же отношении, что и  $X_{1h}$ , то кривая для  $\omega_E = 32$ , в области измеренных значений совпала бы с измеренными значениями, а кривая для  $\omega_E = 16$  была бы примерно вдвое ниже полученной из измерений.

**с. Репульсионная машина с регулированием посредством сдвига щеток.** Репульсионный двигатель становится генератором, если щетки при том же направлении вращения сдвигаются из положения холостого хода в противоположном направлении.

В неравенство (230) мы можем подставить  $R_1 (1 + \sigma_2) + R'_2 (1 + \sigma_1) \approx \approx R (1 + \sigma_2)$ , где  $R$  почти равно активному сопротивлению  $R_k$ , которое мы измеряем в цепи статора при короткозамкнутой вторичной цепи и щеточном угле  $\alpha = 0$ . При этом мы получаем критическое сопротивление ( $R = R_{kr}$ ):

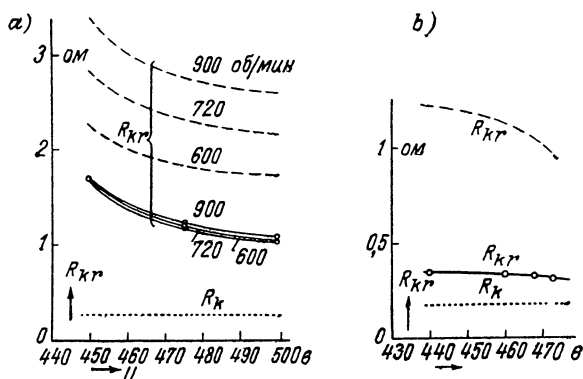
$$R_{kr} \approx \frac{p X_{1h} \sin \alpha \cdot \cos \alpha}{(1 + \sigma_2) f} n = \frac{p X_1 \sin \alpha \cdot \cos \alpha}{(1 + \sigma_1)(1 + \sigma_2) f} n. \quad (244)$$

Определенные экспериментально критические сопротивления представлены сплошными кривыми на фиг. 151,а для репульсионной машины с номинальной мощностью двигателем 42 кВт при 600, 720 и 900 об/мин и на фиг. 151,б для такой же машины с номинальной мощностью двигателем 130 кВт при 720 об/мин в зависимости от напряжения на зажимах  $U$  (нулевая точка смещена). Обе машины заданы для 500 в напряжения на зажимах (50 в) и имеют число пар полюсов  $p = 5$ . Щетки смещаются все вместе; кривые соответствуют положению щеток  $\alpha = 45^\circ$ . Критическое сопротивление определялось посредством добавочных активных сопротивлений. Без предвключенного сопротивления было измерено сопротивление короткого замыкания  $R_k$  в статорной цепи, которое указано на фигурах пунктирными линиями, параллельными оси абсцисс. Добавочное сопротивление, таким образом, было  $R_Z = R_{kr} - R_k$ .

Штриховые кривые для критического сопротивления рассчитаны по ур. (244), причем  $X_1$  было определено из не приведенных здесь кривых  $U(I_\mu)$  с помощью касательных (в точке  $U$ ) к этим кривым;  $(1 + \sigma_1)(1 + \sigma_2)$  было положено равным 1,1. Это определение, естественно, неточно, но мы хотим здесь только показать, как далеко отклоняются результаты сильно упрощенного расчета по Френкелю от результатов измерения. Рассчитанное критическое сопротивление, особенно для большой машины (фиг. 151,б) оказывается значительно большим, чем измеренное.

Характерно малое влияние скорости вращения на измеренные величины  $R_{kr}$  по фиг. 151,а. Так как при том же щеточном угле с увеличением скорости вращения ток падает (см. фиг. 89,а), а с ним падает и поток возбуждения, то магнитное насыщение получается малым. Мы видим также из фиг. 150, что при 16 витках обмотки возбуждения отношение между расчетной и опытной критической

скоростью вращения, которое примерно обратно пропорционально отношению соответствующих значений  $R_{кр}$ , значительно меньше, чем при 32 витках. Удовлетворительного объяснения этому не может быть дано. Едва ли можно предполагать, что это является следствием короткозамкнутых щетками секций ротора, влиянием которых мы пренебрегали.



Фиг. 151. Измеренные (—) и рассчитанные критические сопротивления  $R_{кр}$  при  $\alpha = 45^\circ$ : а) мощность машины 42 кВт; б) 130 кВт, 720 об/мин.  $R_k$  — активное сопротивление машины.

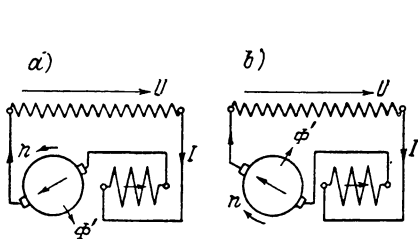
Из измеренных значений критических сопротивлений мы видим во всяком случае, что потери в добавочном сопротивлении относительно малы и у большой машины (фиг. 151, б) даже несколько меньше, чем собственные полные потери в меди машины. Если мы сравним критическое сопротивление, как оно получается, когда индуктивности рассчитываются по нижней прямолинейной части магнитной характеристики, то оно получается у двигателя на 42 кВт в 9,25 раза больше, чем было измерено при  $U = 500$  в и 900 об/мин. У двигателя на 130 кВт это отношение при  $U = 475$  в и 720 об/мин получается 10,25.

В действительности, таким образом, опасность самовозбуждения в генераторном режиме много меньше (особенно при больших скоростях вращения), чем она получается по уравнениям в разд. 2, которые предполагают прямолинейную магнитную характеристику.

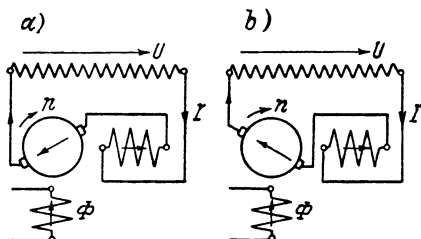
## 8. Самовозбуждение при неточной установке щеток

**а. Причина самовозбуждения.** Мы рассмотрим сначала схему без специальной обмотки возбуждения, в которой щетки смещены из положения симметрии (фиг. 152, а и б). Под симметричным положением мы понимаем такое положение щеток, при котором обмотки якоря и статора (компенсационная обмотка и обмотка добавочных полюсов) по оси совпадают. Якорная и статорная обмотки вместе

возбуждают поток  $\Phi'$ , который имеет пространственное положение, указанное на фиг. 152, *a* и *b*. Этим потоком определяется направление вращения машины в качестве двигателя в направлении сдвига щеток из симметричного положения. Машина при этом направлении не может сама возбуждаться, потому что самовозбужденные токи стремятся погасить магнитное поле, возбужденное токами статорной и якорной обмоток. Напротив, если мы посредством внешнего привода изменим направление вращения, то машина станет генератором, и она может тогда, так же как обычная последовательная машина, самовозбуждаться постоянным током. Таким образом, при положении щеток по фиг. 152, *a* и *b* от самовозбуждения свободен двигательный режим, но не генераторный.



Фиг. 152. Последовательный двигатель со смещенными щетками; двигатель свободен от самовозбуждения.



Фиг. 153. Машина независимого возбуждения: *a*) самовозбуждение возможно; *b*) свободна от самовозбуждения.

У последовательного двигателя со специальной обмоткой возбуждения поток  $\Phi'$ , который вызывается неточной установкой щеток, налагается на поток  $\Phi$ , который здесь возбуждается также током якоря. Результирующий поток определяет скорость вращения и направление вращения.

Двигательный режим в этом случае также является свободным от самовозбуждения, в то время как при генераторном режиме может возникать самовозбуждение.

Иначе ведут себя машина независимого возбуждения или шунтовая машина при неточной установке щеток. Здесь направление вращения определяется главным потоком  $\Phi$ . При двигательном режиме мы получаем направление вращения, указанное стрелкой  $n$  на фиг. 153, *a* и *b*. Сравнивая с фиг. 152, *a* и *b*, мы видим, что схема фиг. 153, *a*, у которой щетки сдвинуты с оси симметрии против направления вращения, уже больше не является свободной от самовозбуждения, поскольку направление вращения противоположно направлению вращения на фиг. 152, *a*, тогда как схема фиг. 153, *b*, у которой щетки сдвинуты по направлению вращения, свободна от самовозбуждения.

Принципиально точно так же, как двигатель, ведет себя и генератор, так как двигатель с независимым возбуждением или шунтовой двигатель становится генератором, если без изменения напря-

вления вращения скорость вращения достаточно увеличивается. Таким образом, из-за неточной установки щеток в машинах независимого или шунтового возбуждения как в двигательном, так и в генераторном режимах может возникать самовозбужденный постоянный ток, если щетки сдвинуты с оси симметрии против направления вращения.

**б. Выбор сопротивления в цепи якоря у машин с независимым и шунтовым возбуждением.** Отклонение положения щеток от оси симметрии может получаться не только из-за неточной установки щеток, но и из-за того, что щетки неодинаково прилегают по своей ширине  $b$  к коллектору. Если бы щетки могли полностью опрокинуться, так что они прилегали бы только одним краем, то это соответствовало бы сдвигу оси обмотки якоря на половину ширины щетки по окружности коллектора, против направления вращения машины (фиг. 154, а), что, по разд. а, у машин независимого и шунтового возбуждения благоприятствует самовозбуждению. Этот случай, который, при равномерном прилегании щеток, соответствовал бы неточности установки щеток на половину ширины щетки, мы положим в основу нашего ориентировочного расчета.

Если мы обозначим через  $A$  линейную нагрузку обмотки якоря,  $D_A$  и  $D_K$  — диаметры якоря и коллектора,  $z$  — полное число проводников на поверхности якоря и  $2a$  — число параллельных ветвей якоря, то продольный полный ток якоря (фиг. 154, б), вызванный принятой неточностью установки щеток для одной магнитной цепи, будет:

$$\vartheta_{Al} = \frac{bD_A}{D_K} A = \frac{bz}{2aD_K\pi} i. \quad (245)$$

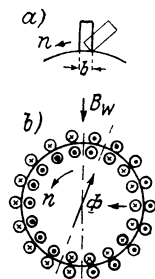
Если мы пренебрежем влиянием явления насыщения, вызванного токами частоты сети, и положим в основу магнитную характеристику машины в ее нижней прямолинейной части, то поток, возбужденный продольным полным током якоря, будет:

$$\varphi_{Al} = c\vartheta_{Al} = \frac{\varphi_E}{\vartheta_E} \cdot \vartheta_{Al}, \quad (245a)$$

где  $c = \varphi_E/\vartheta_E$  обозначает отношение потока возбуждения к полному току в нижней прямолинейной части характеристики. При этом мы получаем верхнее граничное значение э. д. с. вращения, индуцированной потоком  $\varphi_{Al}$ :

$$e' = \frac{zp}{a} \varphi_{Al} n = \frac{cbz^2p}{2\pi D_K a^2} in. \quad (245b)$$

При неточной установке щеток будет также еще индуцироваться э. д. с. вращения  $e''$  в обмотке якоря потоком добавочных полюсов.



Фиг. 154. Опасность самовозбуждения при опрокидывании щеток.

Указанные на фиг. 154, *b* токи и стрелки начерчены для двигательного режима при частоте сети. Направления токов и индукции  $B_W$  в коммутационной зоне (как при генераторном, так и при двигательном режиме) справедливы также для самовозбужденного постоянного тока, если предполагается остаточный магнетизм, который направлен навстречу стрелке  $\Phi$  на фиг. 154, *b*. Продольный поток якоря и индукция  $B_W$  поддерживают тогда остаточный поток, самовозбужденная э. д. с.  $e''$  действует в том же направлении, что и  $e'$ . То же самое будет и в случае, если мы примем остаточный магнетизм в направлении потока  $\Phi$  на фиг. 154, *b*; самовозбужденный постоянный ток и индукция  $B_W$  изменяют тогда свое направление. Поток, который индуцирует э. д. с.  $e''$ , будет:

$$\varphi'' = \frac{b D_A}{D_K} l_i b_W, \quad (246)$$

если  $b_W$  есть средняя индукция в области сдвига щеток, которая вызвана самовозбужденным током. При этом мы получаем:

$$e'' = \frac{z p}{a} \varphi'' n = \frac{z p}{a} \frac{b D_A}{D_K} l_i b_W n. \quad (246a)$$

Чтобы из-за неточной установки щеток (смещение на дугу  $b/2$  по окружности коллектора) не возникало самовозбуждение, полное сопротивление в цепи якоря должно быть:

$$R > \frac{e' + e''}{i}. \quad (247)$$

Мы не можем привести здесь в качестве примера машины, рассмотренные в предыдущих разделах, так как для этого отсутствуют необходимые данные. Поэтому в основу мы положим тяговый двигатель, рассчитанный в разд. К. При этом  $z = 620$ ,  $p = a = 5$ ,  $D_A = 70,4$  см,  $D_K = 51$  см,  $b = 1,25$  см,  $l_i = 35$  см, и  $c = 8,5 \cdot 10^{-8}$  в·сек/а (см. рис. 11). С этими данными и при  $B_W = 2,17 \cdot I$  гс ( $I$  — в а) для цепи добавочных полюсов (фиг. 201) будет  $b_W/i = 2,17/\sqrt{2} = 1,53$  гс/а, и мы получим  $R > (0,00255 + 0,00057)n = 0,00312n$  в ом, если скорость вращения подставляется в об/сек. При длительной скорости вращения  $n = 1070/60 = 17,85$  об/сек, для уничтожения самовозбужденного постоянного тока должно было бы быть  $R > 0,0558$  ом. Это почти 4-кратное активное сопротивление машины.

Таким образом, если при включении машины в качестве машины независимого или шунтового возбуждения сопротивление во вторичной обмотке регулируемого трансформатора, который питает цепь якоря, и сопротивления, имеющих еще в якорной цепи проводов и аппаратов, не дают полного сопротивления в якорной цепи порядка 0,06 ом, нужно было бы включить еще добавочное сопротивление, чтобы при длительной скорости вращения полностью исключить самовозбуждение. Неточность установки щеток, равная половине ширины щетки, принята, конечно, очень большой, и для определения э. д. с.  $e'$  в ур. (247), которая в нашем случае почти в 5 раз больше, чем  $e''$ , предположена прямолинейная нижняя часть магнитной характеристики; наконец не принято во внимание также, что токи частоты сети уменьшают опасность самовозбуждения.

## 9. Самовозбуждение внутри машины

Явления самовозбуждения у многополюсных машин наблюдались также, когда они отсоединялись от сети. Причиной этого вида (внутреннего) самовозбуждения является то, что в статоре несколько цепей (без уравнильных соединений) соединяются параллельно и в роторе также применяется параллельная обмотка (петлевая обмотка) без уравнильных соединений. Таким образом, например, при 8-полюсной обмотке ротора могут образоваться токи, протекающие через одноименные соединенные друг с другом щетки, и возбуждать в машине 4-полюсное поле. Точно так же это возможно и в статорной обмотке, если все полюсы соединены параллельно. Если поля, возбужденные внутренними токами в статоре и роторе, поддерживаются, то может возникнуть самовозбуждение.

Эти процессы для различных схем исследовал П а у л ь М ю л е р [Л. 112]. В соответствии с этими исследованиями самовозбуждение исключалось, если при любой схеме статорной обмотки обмотка ротора либо была волновой, в которой все полюсы включаются последовательно, либо петлевая обмотка снабжалась достаточно большим числом уравнильных соединений, либо при любой роторной обмотке (без уравнильных соединений) статорная обмотка не имела параллельных ветвей. У 4-полюсных машин с двумя параллельными ветвями в статорной обмотке самовозбуждение, при петлевой обмотке без уравнильных соединений на роторе, может быть исключено, если одна ветвь обмотки статора возбуждает все северные полюсы, а другая все южные полюсы, так как тогда внутренний уравнильный ток не может возбудить никакого поля, сцепленного с роторной обмоткой.

## Г. СХЕМЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТОРМОЖЕНИЯ

### 1. Виды электрического торможения

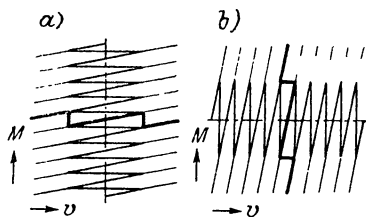
В тяге электрическое торможение подвижного состава имеет особое значение: при этом не только сберегаются бандажи, тормозные колодки и крепления кузова, но увеличивается также надежность эксплуатации. Большая надежность обуславливается двумя обстоятельствами: ликвидируется металлическая тормозная пыль, опасная для обмоток электрических машин, и возможность при электрическом торможении регулировать тормозное действие без толчков препятствует расшатыванию и сбиванию с центра колесных бандажей. Однако «надежным торможением» электрическое торможение считают только тогда, если оно одно (без механического торможения) всегда обеспечивает возможность полного затормаживания подвижного состава. Это, например, не имеет места, если электрический тормоз перестает действовать, как только исчезает напряжение контактного провода. Обычно электрический тормоз приме-

няется только в качестве дополнительного тормоза к механическому тормозу.

Электрическое торможение может применяться при движении поезда под уклон (уничтожение потенциальной энергии) и для остановки поезда (уничтожение кинетической энергии). В первом случае скорость вращения тягового двигателя меняется незначительно, в то время как во втором случае она падает до нуля. Энергия движения при затормаживании поезда пропорциональна квадрату его скорости. Например энергия торможения поезда, идущего со скоростью 160 км/час до остановки примерно равна энергии спуска того же поезда на участке 5 км длины с уклоном  $22\text{‰}$  [Л. 138 б].

Чтобы электрический тормоз был устойчив, тормозной момент должен возрастать с увеличением скорости. У замедляющего тормоза, при уменьшении скорости до нуля, тормозной момент должен лишь немного колебаться, у тормоза для спуска при примерно

постоянной скорости он должен иметь возможность регулироваться в широких пределах. Для замедляющего тормоза желательны поэтому возможно более пологие тормозные характеристики (фиг. 155, а), которые представляют собою тормозной момент в зависимости от скорости; у тормоза для спуска, наоборот, желательны крутые тормозные характеристики (фиг. 155, б), чтобы можно было обходиться меньшим количеством регулировочных ступеней. Это наглядно показано



Фиг. 155. Благоприятные тормозные характеристики: а) для замедляющего торможения; б) для торможения при спуске.

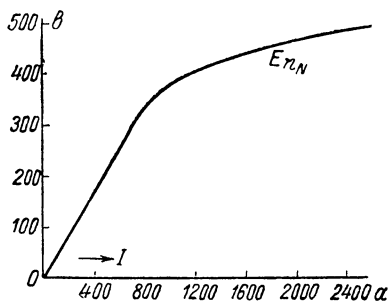
фиг. 155, а и б. На фиг. 155, а с пологими тормозными характеристиками, при примерно постоянном тормозном моменте (замедляющий тормоз) требуется лишь немного регулировочных ступеней, как это показывают сильно выделенные линии перехода с одной ступени на другую, тогда как при примерно постоянной скорости (тормоз для спуска) потребовалось бы очень много ступеней, как это очевидно из слабее выделенных линий перехода с одной ступени на другую. Наоборот получается на фиг. 155, б при крутых тормозных характеристиках; меньшее количество регулировочных ступеней получается здесь при торможении для спуска (толстая ломаная линия); много — при замедляющем торможении (более слабые ломаные линии).

Различают реостатное торможение и рекуперативное торможение. При реостатном торможении энергия торможения гасится в специальных активных сопротивлениях, при рекуперативном торможении часть энергии торможения возвращается в сеть переменного тока. Реостатное торможение может выполняться как «торможение коротким замыканием» или как «торможение противовключением». При торможении коротким

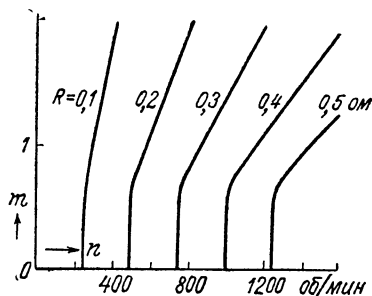
замыканием машина работает генератором на сопротивление, при торможении противовключением часть энергии, которая гасится в тормозном сопротивлении, потребляется еще из сети переменного тока.

## 2. Реостатное торможение

а. Торможение коротким замыканием при постоянном токе. Обычное у последовательных машин постоянного тока торможение замыканием накоротко через сопротивление может выполняться также и у машин переменного тока. Последовательный двигатель



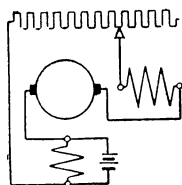
Фиг. 156. Магнитная характеристика;  $E_{nN}$  — э. д. с. вращения при номинальной скорости вращения.



Фиг. 157. Торможение коротким замыканием при постоянном токе.

с этой целью отключается от сети переменного тока и после переключения обмотки возбуждения замыкается на некоторое регулируемое тормозное сопротивление (см. разд. III D 3а, т. I). В этом случае машина возбуждается постоянным током. Для нашего тягового двигателя с характеристикой по фиг. 156, которую мы можем принять справедливой и для постоянного тока, на фиг. 157 нанесены тормозные характеристики, представляющие собой отнесенный к номинальному моменту тормозной момент ( $m = M/M_N$ ) для различных установленных сопротивлений.

В нижней прямолинейной части магнитной характеристики, согласно разд. III D 2а и 3а, т. I, режим неустойчив. Поэтому малые тормозные моменты не могут устанавливаться, а обычно требуемый тормозной момент оказывается значительно меньшим, чем номинальный момент в двигательном режиме. Кроме того, самовозбуждение не является достаточно надежным, потому что при требуемом для машин переменного тока выполнении полюсов из листового железа остаточный магнетизм может исчезать, если последнее размыкание перемен-

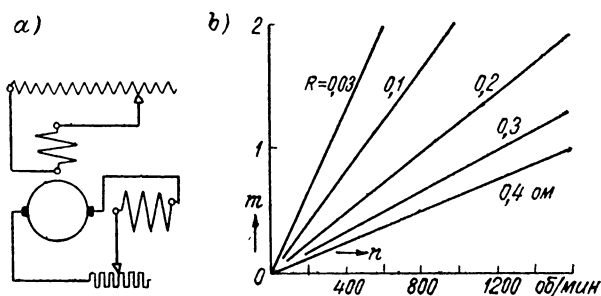


Фиг. 158. Схема торможения с батареей, параллельной обмотке возбуждения.



ного тока произошло в неблагоприятный момент. Для надежности нужен поэтому импульс от некоторого источника постоянного тока. При этом можно дать обмотке полюсов добавочное независимое возбуждение от аккумуляторной батареи, благодаря чему нулевая точка магнитной характеристики сместится в направлении отрицательной абсциссы (см. стр. 495, т. I), так чтобы получить устойчивую точку пересечения прямой сопротивления с магнитной характеристикой и при малых токах.

В схеме по фиг. 158 параллельно обмотке возбуждения включена аккумуляторная батарея. С возрастанием тока торможения ток батареи падает, становится равным нулю и, наконец, при высоких токах торможения меняет свой знак, так что батарея заряжается.



Фиг. 159. а) Торможение коротким замыканием при переменном токе; б) тормозные характеристики.

При большом числе ступеней тормозного сопротивления можно установить практически постоянное тормозное усилие до совсем низких скоростей вращения [Л. 121].

Чтобы обойтись одним постоянным тормозным сопротивлением, можно возбудить машину независимо постоянным током и регулировать ток возбуждения посредством сопротивлений. Тормозной момент в зависимости от скорости вращения будет тогда изображаться прямой линией через начало координат, подобно тому как это изображено на фиг. 159, б.

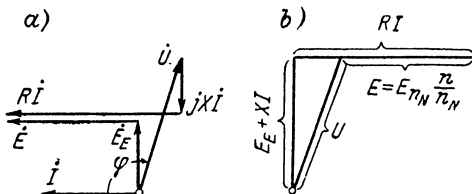
**б. Торможение коротким замыканием при переменном токе.** Чтобы избежать дополнительного источника постоянного тока, обмотка полюсов машины питается от сети переменного тока (фиг. 159, а). Тормозное действие может тогда регулироваться при постоянном напряжении на обмотке возбуждения посредством тормозного сопротивления или при постоянном тормозном сопротивлении посредством напряжения на обмотке возбуждения [Л. 123]. В обоих случаях на каждой тормозной ступени мощность торможения пропорциональна квадрату скорости, а тормозное усилие, таким образом, — скорости. Тормозные характеристики  $M(n)$  или  $m(n)$  представляют собою прямые линии через начало координат. Для нашего тягового двигателя они приведены на фиг. 159, б при токе

возбуждения 1000 а и различных активных сопротивлений в цепи якоря. Это реостатное торможение перестает действовать, однако, если отсутствует напряжение сети. Оно может, таким образом, применяться только в качестве добавочного тормоза, но не в качестве надежного тормоза.

Если цепи возбуждения и якоря связываются через колебательный контур, который питается импульсами от источника постоянного тока, получается торможение коротким замыканием при переменном токе, не зависящее от напряжения сети. Оно имеет некоторые схемные технические преимущества по сравнению с реостатным торможением постоянным током [Л. 124].

### 3. Торможение противовключением

Если мы увеличим у последовательной машины, включенной на сеть переменного тока, при генераторном включении или направлении вращения (фиг. 137, а, штриховая диаграмма  $\dot{U}_G$  на фиг. 140) активное сопротивление  $R$  в якорной цепи путем включения добавочного сопротивления, то самовозбуждение исчезнет, если при пренебрежении влиянием степени насыщения (разд. F7) будет  $RI > E_0$  (см. фиг. 139). Угол  $\varphi$  становится тупым и цепь тока машины



Фиг. 160. Диаграммы напряжений при торможении противовключением.

забирает мощность из сети ( $UI \cos \varphi$  на фиг. 160, а). Эта и созданная генератором переменного тока мощность  $EI$  превращаются в тепло в полном активном сопротивлении  $R$  цепи машины; но мощность торможения составляет только  $EI$ ;  $(RI - E)I$  должно покрываться сетью. Этот случай, при котором в машине протекает только переменный ток частоты сети, называют *торможением противовключением*. Мощность, потребляемая из сети и бесполезно расходуемая в сопротивлении, поддерживается возможно меньшей, не большей, чем для того, чтобы с известной надежностью не возникало самовозбуждения.

Регулирование тормозного действия может происходить путем изменения напряжения на зажимах  $U$  и сопротивления в цепи машины. Чтобы при напряжении на зажимах  $U$  для некоторой ступени сопротивления получить развиваемый вращающий момент  $M$  как функцию скорости вращения машины, построим диаграмму напряжений в несколько ином виде (фиг. 160, б). Мы исходим из заданного тока  $I$  и определяем по магнитной характеристике (фиг. 156) э. д. с.  $E_{nN}$ , которая индуцируется в обмотке якоря при номинальной скорости вращения  $n_N$ . Последняя находится в постоянном соотношении с э. д. с.  $E_E$ , индуцированной в обмотке возбуждения. Из уравнения

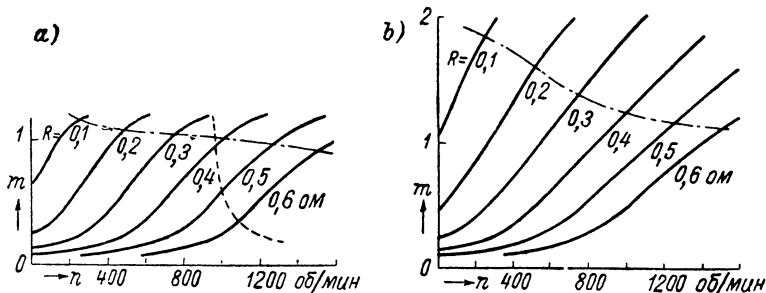
$$(E_E + XI)^2 + (RI - E_{nN} n/n_N)^2 = U^2 \quad (248a)$$

мы получаем тогда отношение скоростей вращения, соответствующее принятому току,

$$\frac{n}{n_N} = \frac{RI}{E_{n_N}} - \frac{\sqrt{U^2 - (E_E + XI)^2}}{E_{n_N}}. \quad (248b)$$

Вращающий момент получается по ур. (17с).

Для нашего тягового двигателя, при  $E_E = 0,095 E_{n_N}$  и  $X = 0,054 \text{ ом}$ , на фиг. 161, *a* и *b* представлены тормозные характеристики при различных активных сопротивлениях  $R$  в цепи машины для напряжений на зажимах  $U = 100 \text{ в}$  и  $U = 140 \text{ в}$ . Штрихпунктирные кривые дают границы скорости вращения, до которых машина свободна также от самовозбуждения [ $RI = E_0$ , ур. (201b)], если отсутствует напряжение сети. Коль скоро машина находится под напряжением с ти, под влиянием насыщения, вызванного токами частоты сети (см. разд.



Фиг. 161. Тормозные характеристики при торможении противовключением: *a*)  $U = 100$ ; *b*)  $U = 140 \text{ в}$ .

Ф7), самовозбуждения постоянным током следует ожидать лишь при значительно более высоких скоростях вращения [Л. 125 и 126]. Для каждого напряжения на зажимах имеется высшая граница вращающего момента, которая задается посредством  $E_E + XI = U$  (см. фиг. 160, *a*). При дальнейшем увеличении скорости вращения тормозной момент снова падает, как это указано штриховой линией на фиг. 161, *a* для  $R = 0,3 \text{ ом}$ . В этой области режим, свободный от самовозбуждения, был бы возможен только под влиянием насыщения, вызванного токами частоты сети. Тогда имеет место рекуперативное торможение, т. е. при торможении мощность отдается в сеть.

Часть потерь в сопротивлении  $R$ , которая покрывается сетью, без создания тормозной мощности, при  $(X_E + X)I = U$  равна нулю, но возрастает с падением скорости вращения и падением вращающего момента. Полные потери в сопротивлении  $R$  будут поэтому большими, чем при реостатном торможении. По-видимому, на этом основании торможение противовключением до сих пор не нашло в тяге никакого применения, хотя оно имеет то преимущество, что при переходе из двигательного в тормозной режим не требуется никаких переключений в цепи машины, а только включение некоторого активного сопротивления.

#### 4. Рекуперативное торможение

Рекуперативное торможение предполагает, что машина не самовозбуждается токами частоты, отличной от частоты сети. Для рекуперативного торможения, таким образом, пригодны все схемы,

у которых вообще не может возникать самовозбуждения в генераторном режиме. При других схемах условия должны так выбираться, чтобы в рассматриваемой области торможения самовозбуждение было исключено. Так как самовозбуждение наступает толчкообразно и обычно связано с сильным искрением, необходимо, если хотят доходить до границы самовозбуждения, устанавливать предохранительный выключатель, который при едва наступающем самовозбуждении тотчас же отключает машину от сети.

**а. Числовой пример рекуперативного торможения с последовательным трансформатором, фиг. 141.** Здесь мы не будем принимать во внимание влияние насыщения токами частоты сети на самовозбуждение, тем самым устанавливая более тяжелое требование, чтобы не могло возникнуть самовозбуждения также при разомкнутой первичной обмотке главного трансформатора. Таким образом, должно выполняться условие (222b) при генераторном режиме.

Установившийся режим с токами частоты сети мы получаем из уравнений напряжений

$$\dot{U} + (R_1 + jX_1) I_1 + jX_{12} I_2 \mp Kn I_2 = 0; (R_2 + jX_2) I_2 + jX_{12} I_1 = 0, \quad (249 \text{ а и б})$$

где  $Kn$  введено положительным и верхний знак перед  $Kn$  действителен для двигательного, а нижний для генераторного режимов. Решение этих уравнений относительно  $I_1$  дает, при

$$I_2 = -\frac{jX_{12}}{R_2 + jX_2} I_1 = -\frac{X_2 + jR_2}{R_2^2 + X_2^2} X_{12} I_1 \quad (250)$$

и с сокращениями

$$A = X_1 X_2 - X_{12}^2 - R_1 R_2 \quad \text{и} \quad B = \mp X_{12} Kn - (X_1 R_2 + X_2 R_1), \quad (251 \text{ а и б})$$

$$I_1 = \frac{R_2 + jX_2}{A + jB} \dot{U} = \frac{AR_2 + BX_2 + j(AX_2 - BR_2)}{A^2 + B^2} \dot{U}. \quad (251)$$

Отсюда мы можем рассчитать значение тока  $I_1$  и его фазу относительно напряжения на зажимах.

Чтобы лучше можно было видеть влияние отдельных величин на самовозбуждение, мы будем исходить из граничного случая самовозбуждения:

$$\frac{R_1 L_2 + R_2 L_1}{M} = \frac{R_1 X_2 + R_2 X_1}{X_{12}} = Kn_{kr}. \quad (252)$$

Тогда в ур. (251b) ( $n = n_{kr}$ ) будет  $B = 0$ , и мы получим для установившегося тока якоря с частотой сети

$$I_1 = (R_2 + jX_2) \dot{U} / (X_1 X_2 - X_{12}^2 - R_1 R_2). \quad (252a)$$

При этом коэффициент мощности получается:

$$\cos \varphi = R_2 / \sqrt{R_2^2 + X_2^2}. \quad (253)$$

Мощность  $N_i$ , созданная машиной при генераторном режиме, равна произведению первичного тока якоря  $I_1$  и совпадающей по фазе с  $I_1$  составляющей  $E_w$  от  $\dot{E} = Kn_{kr} I_2$ , т. е. по ур. (250), (252) и (252a)

$$N_i = E_w I_1 = \frac{R_1 X_2 + R_2 X_1}{R_2^2 + X_2^2} X_2 I_1^2 = \frac{R_1 X_2 + R_2 X_1}{(X_1 X_2 - X_{12}^2 - R_1 R_2)} X_2 U^2. \quad (254a)$$

Для мощности  $N_a$ , отданной в сеть, мы можем, с учетом ур. (252а), записать:

$$N_a = UI_{1w} = \frac{R_2}{X_1 X_2 - X_{12}^2 - R_1 R_2} U^2. \quad (254b)$$

В качестве коэффициента полезного действия схемы возвратной работы мы примем отношение мощности, отдаваемой в сеть, к полной мощности, полученной машиной; таким образом, по ур. (254 а и б), если мы пренебрежем потерями в железе,

$$\eta = \frac{N_a}{N_i} = \frac{R_2 (X_1 X_2 - X_{12}^2 - R_1 R_2)}{X_2 (R_1 X_2 + R_2 X_1)}. \quad (254)$$

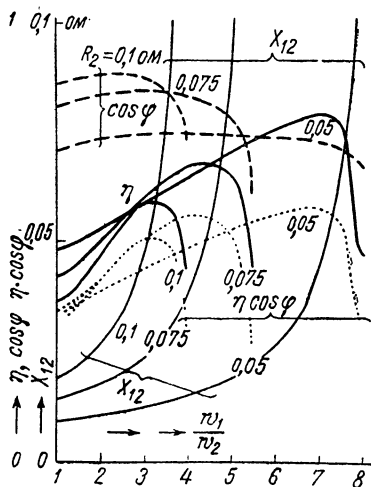
Из ур. (253) мы видим, что на границе самовозбуждения на коэффициент мощности оказывают влияние только величины вторичной цепи; для того чтобы коэффициент мощности стал больше 0,707, должно быть  $R_2 > X_2$ . Коэффициент полезного действия при учете порядка величин отдельных сопротивлений по ур. (254) будет тем больше, чем меньше  $R_1$ .

Реактивные сопротивления  $X_1$  и  $X_2$  имеют следующие значения:

$$X_1 = X_A + \frac{\omega_1}{\omega_2} X_{12}; \quad X_2 = X_E + \frac{\omega_2}{\omega_1} X_{12}, \quad (255a \text{ и } b)$$

где  $\omega_1$  и  $\omega_2$  — числа витков последовательного трансформатора и  $X_A$  и  $X_E$  включают также реактивные сопротивления рассеяния последовательного трансформатора.  $X_A$ ,  $X_E$  и  $R$  являются для машины заданными величинами, произвольно же могут выбираться еще коэффициент трансформации  $\omega_1/\omega_2$  трансформатора и его реактивное сопротивление  $X_{12}$  взаимной индукции. Наиболее благоприятные сопротивления могут быть определены следующим образом.

Пусть задана критическая скорость вращения  $n_{kr}$ , при которой должно наступать самовозбуждение. Тогда известно  $K n_{kr}$  в ур. (252) и мы получаем, подставляя  $X_1$  и  $X_2$  из ур. (255а и б) в ур. (252), соотношение между тремя еще произвольными величинами  $R_2$ ,  $X_{12}$  и  $\omega_1/\omega_2$ . Если мы примем теперь некоторое значение  $R_2$ , то можем из ур. (252) рассчитать соответствующие значения  $X_{12}$  и  $\omega_1/\omega_2$  и при этом по ур. (253) и (254) соответствующие значения  $\cos \varphi$  и  $\eta$ . Если мы нанесем  $X_{12}$ ,  $\cos \varphi$ ,  $\eta$  и  $\eta \cdot \cos \varphi$  в зависимости от отношения витков  $\omega_1/\omega_2$ , то можем определить по этим кривым лучшие коэффициенты трансформации для коэффициента мощности и коэффициента полезного действия при принятом сопротивлении  $R_2$ . Рассчитывая и нанося такие кривые для других значений  $R_2$ , легко определить, какие значения целесообразно выбирать для  $R_2$  и  $\omega_1/\omega_2$ . Для нашего примера на фиг. 162 построены такие кривые для  $R_2 = 0,05$ ; 0,075 и 0,1 ом при  $K n_{kr} = 0,432$  ом ( $n_{kr} = n_N = 1080$  об/мин). Принимая во внимание возможно большее произведение  $\eta \cdot \cos \varphi$ , отсюда получаем лучшие пары значений  $R_2$  и  $\omega_1/\omega_2$  примерно для  $R_2 = 0,1$  ом,  $\omega_1/\omega_2 = 3$  и для  $R_2 = 0,05$ ,  $\omega_1/\omega_2 = 7$ .

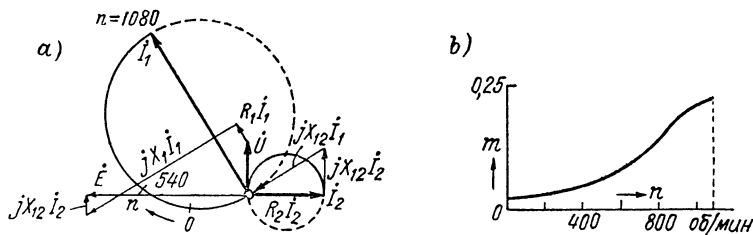


Фиг. 162. Генераторный режим для фиг. 141 на границе самовозбуждения;  $\eta$ ,  $\cos \varphi$ ,  $\eta \cdot \cos \varphi$  и  $X_{12}$  при различных  $R_2$  в зависимости от  $\omega_1/\omega_2$ .

Для нашего примера на фиг. 162 построены такие кривые для  $R_2 = 0,05$ ; 0,075 и 0,1 ом при  $K n_{kr} = 0,432$  ом ( $n_{kr} = n_N = 1080$  об/мин). Принимая во внимание возможно большее произведение  $\eta \cdot \cos \varphi$ , отсюда получаем лучшие пары значений  $R_2$  и  $\omega_1/\omega_2$  примерно для  $R_2 = 0,1$  ом,  $\omega_1/\omega_2 = 3$  и для  $R_2 = 0,05$ ,  $\omega_1/\omega_2 = 7$ .

В первом случае ( $R_2 = 0,1 \text{ ом}$ ,  $\omega_1/\omega_2 = 3$ )  $\eta = 0,579$ ;  $\cos \varphi = 0,871$ ;  $\eta \cdot \cos \varphi = 0,505$ ;  $X_{12} = 0,0464 \text{ ом}$ . Чтобы получить это сравнительно малое реактивное сопротивление взаимной индукции, последовательный трансформатор должен быть выполнен с большим воздушным зазором или с большой магнитной напряженностью в железе и относительно большим поперечным сечением сердечника. При номинальном токе якоря  $I_1 = 1000 \text{ а}$  ток возбуждения по ур. (250) будет  $I_2 = 403 \text{ а}$ , т. е. напряжение на вторичной обмотке трансформатора  $\sqrt{R_2^2 + X_{12}^2} I_2 = 43,6 \text{ в}$ . Если мы примем поперечное сечение сердечника трансформатора  $400 \text{ см}^2$  и индукцию в сердечнике  $13 \text{ 400 гс}$  при номинальном токе якоря, то число витков должно быть  $w_2 = 11$ . При этом числе витков и поперечном сечении сердечника  $400 \text{ см}^2$  получается по ур. (58а), т. II, требуемый фиктивный воздушный зазор в трансформаторе  $\delta'' = 4,12 \text{ см}$ .

Напряжения на зажимах, которое нужно установить, чтобы при номинальной скорости вращения  $n = 1080 \text{ об/мин}$  и номинальном токе якоря  $I_1 = 1000 \text{ а}$



Фиг. 163. а) Геометрические места токов для  $R_2 = 0,1 \text{ ом}$  и  $\omega_1/\omega_2 = 3$ ; векторная диаграмма на границе самовозбуждения;  $I_1 = 1000 \text{ а}$  при  $n = 1080 \text{ об/мин}$ ; б) тормозная характеристика при  $U = 56,8 \text{ в}$ .

возникло самовозбуждение, по ур. (252а) получается  $56,8 \text{ в}$ . Для этого случая на фиг. 163, а построена векторная диаграмма. Ток  $I_2$  при этом по ур. (250) и (252а) отстает на четверть периода от  $U$ , а э. д. с.  $E$ , следовательно, опережает  $U$  на четверть периода. При уменьшении скорости вращения с возрастанием нагрузки концы векторов токов  $I_1$  [здесь по ур. (251), так как  $B$  больше не равно нулю] и  $I_2$  скользят по окружностям; область самовозбуждения (в пренебрежении явлениями насыщения) указана штриховыми линиями. При этом  $\cos \psi$  фазового угла между  $I_1$  и  $E$ , существенный для вращающего момента, по ур. (250)

$$\cos \psi = (X_2 / \sqrt{X_2^2 + R_2^2}), \quad (256)$$

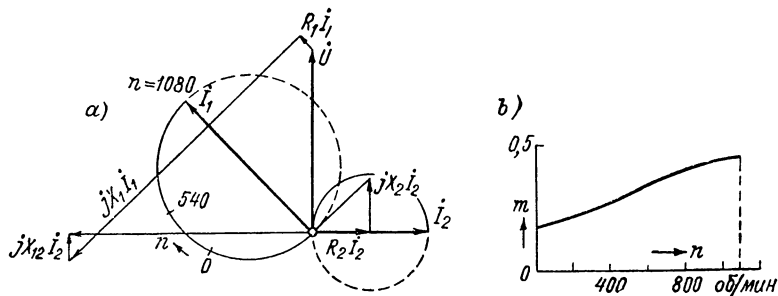
остается неизменным. На фиг. 163, б нанесен относительный тормозной момент в зависимости от скорости вращения при напряжениях на зажимах  $U = 56,8 \text{ в}$ .

Для второго случая ( $R_2 = 0,05 \text{ ом}$ ,  $\omega_1/\omega_2 = 7$ ) будет  $\eta = 0,788$ ;  $\cos \varphi = 0,729$ ;  $\eta \cdot \cos \varphi = 0,575$ ;  $X_{12} = 0,042 \text{ ом}$ . При тех же размерах последовательного трансформатора и той же индукции в сердечнике фиктивный воздушный зазор должен составлять  $8,8 \text{ см}$  (!). Напряжение на зажимах получается  $196 \text{ в}$ , если при разомкнутой первичной обмотке главного трансформатора самовозбуждение должно наступать при  $n = 1080 \text{ об/мин}$  и  $I_1 = 1000 \text{ а}$ . Для этого случая представлены на фиг. 164, а векторная диаграмма, а на фиг. 164, б относительный тормозной момент.

Из наших исследований получается, что высокий коэффициент трансформации  $\omega_1/\omega_2$  последовательного трансформатора и малое сопротивление  $R_2$  являются лучшими в отношении коэффициента полезного действия и произведения коэффициента полезного действия на коэффициент мощности (см. фиг. 162).

При напряжениях на зажимах, других нежели они были приняты на фиг. 163, б и 164, б, тормозной момент изменяется (предполагаются постоянными реактивные сопротивления) пропорционально квадрату напряжения на зажимах.

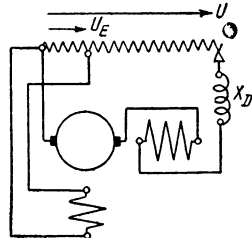
На фиг. 163, а и 164, а все величины токов и напряжений изменяются пропорционально напряжению на зажимах  $U$ , причем распределение параметра скорости вращения сохраняется тем же. Если последовательный трансформатор выполнен с малым воздушным зазором и большой магнитной напряженностью в железе, то эта пропорциональность не выдерживается и потери в железе транс-



Фиг. 164. То же, что и на фиг. 163, а и б, но при  $R_2 = 0,05$  ом,  $\omega_1/\omega_2 = 7$ ,  $U = 196$  в.

форматора, которыми мы до сих пор пренебрегали, становятся тогда больше. Но, с другой стороны, под влиянием насыщения, которое вызывается токами частоты сети (разд. F7), повышается критическая скорость вращения, при которой наступает самовозбуждение. Это влияние должно определяться опытным путем. Схема на фиг. 141 нашла практическое применение на французской южной дороге [Л. 129].

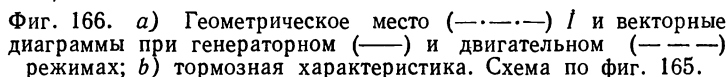
**б. Схема Бен-Эшенбурга.** По схеме на фиг. 165 обмотка возбуждения находится непосредственно на вторичной обмотке главного трансформатора, а в цепь якоря включается дроссель с реактивным сопротивлением  $X_D$ . Эта, предложенная Бен-Эшенбургом схема с давних пор применяется М. Ф. Оерликом для рекуперативного торможения тяговых двигателей [Л. 135]. Хотя обмотка возбуждения включена к цепи якоря параллельно, машина не обнаруживает существенных свойств шунтовой машины постоянного тока, при которых направление вращения для двигательного и генераторного режимов одно и то же. Чтобы без переключения обмотки возбуждения переходить из генераторного в двигательный режим, как мы еще увидим, должно изменяться направление вращения машины. Таким образом, в своих свойствах эта машина не имеет признаков шунтовой машины.



Фиг. 165. Схема Бен-Эшенбурга.

По разд. F6б, при внешней форме шунтового включения, как оно здесь имеет место, двигательный режим вообще не свободен от самовозбуждения и это же относится также к генераторному режиму, если при этом направление вращения такое же, как в двигательном режиме. Но так как в схеме по фиг. 165 направление вращения должно меняться при переходе из двигательного в генераторный

Намагничивающий ток обмотки возбуждения почти точно на четверть периода опережает напряжение на зажимах  $\dot{U}_E$ . Э. д. с. вращения  $E$  поэтому сдвинута по фазе относительно напряжения цепи якоря  $\dot{U}$  почти на  $90^\circ$ , и эта разница по существу должна уравновешиваться падением напряжения в дросселе (см. фиг. 166, а). Так как вращающий момент пропорционален  $\Phi I \cos(\Phi, I)$ , а коэф-



Для генераторного режима напомним следующие уравнения (для двигательного режима нужно изменить знак перед  $Kn$ ).

$$\dot{U} + Ri + jXi = KnI_w, \quad (257)$$
$$i_u = i_E = j\dot{U}_E/X_E. \quad (257a)$$
$$I = \frac{XKn\dot{U}_E - RX_E\dot{U} + j(RKn\dot{U}_E + XX_E\dot{U})}{X_F(R^2 + X^2)}. \quad (258)$$



Если мы, например, потребуем, чтобы при номинальном токе якоря  $I_N$  и номинальной скорости вращения  $n_N$  коэффициент мощности цепи якоря был  $\cos \varphi_N = 0,707$ , при котором приблизительно получается наименьший дроссель, то из уравнений активной и реактивной составляющих тока якоря получается:

$$X = \frac{\ddot{u} K n_N + X_E}{\ddot{u} K n_N - X_E} R \quad \text{при} \quad \ddot{u} = \frac{U_E}{U}. \quad (259a \text{ и } b)$$

Активная составляющая при номинальном режиме для  $\cos \varphi_N = 0,707$  равна  $0,707 I_N$ . При этом мы получаем по ур. (258), (257) и (259a и b) устанавливаемое напряжение на зажимах при  $n = n_N$ :

$$U = K n_N \dot{I}_\mu - 1,414 R I_N. \quad (260)$$

В качестве числового примера примем снова ранее уже приводимую машину (фиг. 150) с  $R = R_A = 0,02 \text{ ом}$ ,  $K = 0,0004 \text{ ом} \cdot \text{мин}$ ,  $X_E = 0,041 \text{ ом}$ ,  $I_\mu = I_{AN} = 1000 \text{ а}$ . При  $n_N = 1080 \text{ об/мин}$  напряжение на зажимах в генераторном режиме должно быть установлено  $U = 432 - 28 = 404 \text{ в}$ . Напряжение на обмотке возбуждения  $U_E = 41 \text{ в}$  и реактивное сопротивление цепи якоря по ур. (259a)  $X = 0,591 \text{ ом}$ , откуда на дроссель приходится  $X_D = 0,591 - 0,050 = 0,541 \text{ ом}$ .

На фиг. 166, а для этого случая сплошными линиями представлена векторная диаграмма, для двигательного режима с  $I = 1000 \text{ а}$  она нанесена штриховыми линиями. Геометрическим местом тока якоря является штрихпунктирная прямая. Из диаграммы можно видеть своеобразие поведения машины. При переменной скорости вращения вращающий момент лишь слабо меняется [пропорционально  $I \cdot I_\mu \cos(I, \dot{I}_\mu)$ ] и был бы вообще неизменным, если бы активное сопротивление в цепи якоря было  $R = 0$ . Машина не обнаруживает, таким образом, шунтовых свойств в смысле шунтовой машины постоянного тока, но пригодна для торможения до остановки. Вращающий момент может регулироваться напряжением на зажимах якорной цепи, причем (реактивные сопротивления предполагаются постоянными) все величины в цепи якоря изменяются пропорционально напряжению на зажимах. С возрастанием скорости вращения лучше становится коэффициент мощности, а ток при постоянном вращающем моменте больше (коэффициент полезного действия хуже); при падении скорости вращения получается наоборот.

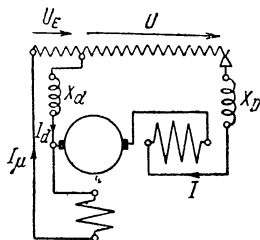
Для  $U = 404 \text{ в}$  на фиг. 166, б представлен приведенный к номинальному моменту двигателя при последовательном включении ( $M_N = 339 \text{ кгм}$ ), вращающий момент в зависимости от скорости вращения. Тормозная характеристика проходит очень полого, поскольку мы полностью пренебрегли активным сопротивлением дросселя. Для  $R > 0,02 \text{ ом}$  получаются несколько более крутые тормозные характеристики.

Большой дроссель, реактивная мощность которого по фиг. 166, а больше отдаваемой в сеть активной мощности, и плохой коэффициент мощности являются существенными недостатками схемы по фиг. 166, а. Однако в настоящее время с помощью дополнительных устройств схема Бен-Эшенбурга улучшена [Л. 137].

**с. Схема Мирова.** Чтобы улучшить коэффициент мощности в схеме по фиг. 165 и обойтись малым дросселем в цепи якоря, нужно уменьшить фазовый угол между  $\dot{U}$  и  $\dot{I}_\mu$  (см. фиг. 166, а). По предложению

Мирова этого можно достичь с помощью схемы на фиг. 167а [Л. 133]. В машине, соединенной последовательным генератором, обмотка возбуждения включается через дроссель  $d$  на некоторое постоянное напряжение регулировочного трансформатора. Если реактивное сопротивление  $X_d$  дросселя равно нулю, получается схема фиг. 165, если оно бесконечно велико, то мы получаем простой последовательный генератор. Реактивное сопротивление  $X_d$  должно, таким образом, выбираться достаточно малым, чтобы уничтожить самовозбуждение.

С теми же упрощениями, которые мы сделали в разд. б, уравнения напряжений для генераторного режима будут:



Фиг. 167а. Схема Мирова.

$$\dot{U} + R\dot{I} + jX\dot{I} - jX_d\dot{I}_d = Kn\dot{I}_\mu; \quad \dot{U}_E + jX_E\dot{I}_\mu + jX_d\dot{I}_d = 0, \quad (261a \text{ и } b)$$

где

$$\dot{I}_d = \dot{I}_\mu - \dot{I}. \quad (261c)$$

Намагничивающий ток в обмотке возбуждения получается по ур. (261b и c) как

$$\dot{I}_\mu = \frac{X_d}{X_E + X} \dot{I} + j \frac{U_E}{X_E + X_d}. \quad (262)$$

Если мы решим ур. (261a до c) относительно  $\dot{I}$ , то увидим, что геометрическим местом  $\dot{I}$  является круг, параметры которого мы можем рассчитать известным образом.

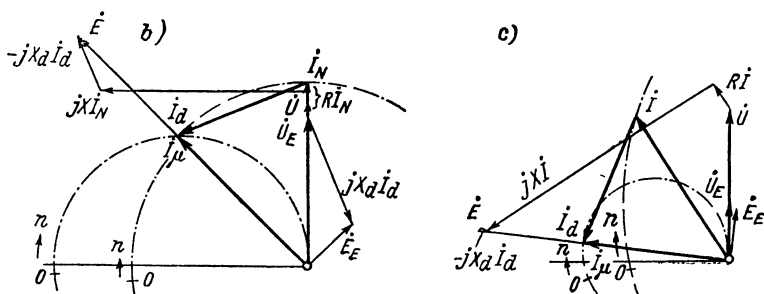
На фиг. 167, б построена векторная диаграмма для такой же машины, для которой справедлива фиг. 166, а, причем сначала принято, как и на фиг. 166, а, что фазовый угол между  $\dot{I}_\mu$  и  $\dot{I}_N$  составляет  $45^\circ$  и  $I_\mu = I_A = 1000$  а; но  $\dot{I}_N$  предполагается в фазе с  $\dot{U} = 215$  в. При этом получается  $X = X_A + X_D = 0,277$  ом,  $X_d = 0,099$  ом,  $U_E = 99$  в,  $I_d = 765$  а. Геометрические места для тока якоря  $\dot{I}$  и намагничивающего тока  $\dot{I}_\mu$  указаны штрихпунктиром, причем предполагается, что сопротивления не зависят от тока. При неподвижном состоянии ( $n = 0$ )  $\dot{I}$  и  $\dot{I}_\mu$  почти совпадают по фазе, как и на фиг. 166, а.

Из сравнения фиг. 166, а и 167, б мы видим, что при номинальном токе и номинальной скорости вращения не только коэффициент мощности якорной цепи, но также и полный коэффициент мощности становится значительно лучше, а реактивное сопротивление в цепи якоря составляет только 0,47 от такового в схеме фиг. 165.

Мощность дополнительного дросселя с реактивным сопротивлением  $X_d$  составляет только около 0,21 от полного реактивного сопротивления в цепи якоря. К сожалению, здесь тормозной режим неустойчив, потому что с возрастанием скорости вращающий момент падает. Тормозной момент пропорционален  $I \cdot I_\mu \cos(\angle \dot{I}, \dot{I}_\mu)$  и при скорости вращения  $n = 0$  примерно в 1,8 раза больше, чем при номинальной скорости вращения  $n_N = 1080$  об/мин. Кроме того, при сравнительно большом значении  $X_d = 0,099$  ом, следовало бы ожидать также самовозбуждения токами частоты, отличной от частоты сети.

Чтобы получить падающий тормозной момент с падением скорости вращения, центр геометрического места  $\dot{I}$  нужно передвинуть вправо, с тем чтобы при уменьшении скорости вращения ток якоря также сильно падал. Но из-за этого значительно возрастает требуемое реактивное сопротивление  $X$ , так что преимущества по сравнению со схемой по фиг. 166, а снова частично теряются. Благоприятно отражаются на работе также обусловленные схемой добавочные активные сопротивления, которыми мы пренебрегали.

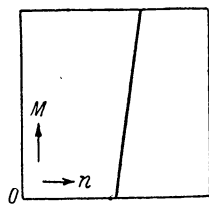
Мы не можем здесь подробнее останавливаться на выборе отдельных сопротивлений, но для одного, рассмотренного Мировым [Л. 133] (свободного от



Фиг. 167. Геометрические места  $i$  и  $I_\mu$  и векторные диаграммы при номинальном режиме для двух случаев, из которых только случай с) устойчив и свободен от самовозбуждения;  $U_E$  в удвоенном масштабе относительно  $U$ .

самовозбуждения) случая, в котором учитывались все активные сопротивления, приведем векторную диаграмму на фиг. 167, с. При этом принято  $U = 200$  в,  $U_E = 38$  в,  $R = 0,04$ ,  $X = 0,4$ ,  $R_E = 0,008$ ,  $X_E = 0,045$ ,  $R_d = 0,0006$ ,  $X_d = 0,015$  ом. Для практического случая, рассчитанного Мировым, он сопоставляет полный коэффициент мощности 0,822 и коэффициент полезного действия 79,5% с соответствующими значениями 0,668 и 77,6% при схеме по фиг. 165. Мощность обоих дросселей составляет 0,87 от таковой одного дросселя на фиг. 165. Кроме этого, при схеме Мирова получаются еще достойные внимания преимущества, которые, однако, также вполне обеспечиваются новыми схемами М. Ф. Оерликон [Л. 137.]

Тормозные характеристики здесь проходят подобно тому, как и на фиг. 166, b.



Фиг. 168. Тормозные характеристики для шунтового включения (фиг. 130, а).

**д. Схемы с шунтовыми свойствами.** Все схемы, которые были нами рассмотрены в разд. Е и F для генераторов независимого и шунтового возбуждения, применимы также для рекуперативного торможения. Тормозные характеристики имеют в основном характер, указанный на фиг. 168, причем наклон тормозных характе-

ристиков в большой мере может быть связан с компаундированием (разд. G2h). Более сильный наклон получается сам собой при простых схемах без последовательного трансформатора (разд. Е1 а и b).

В схеме, рассмотренной в разд. Е3, при многих двигателях на подвижном составе, один из них включается для питания обмоток возбуждения остальных двигателей.

По поводу других, не рассмотренных здесь схем следует сослаться на соответствующую литературу [Л. 129, 132, 133, 136].

## Н. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

Здесь мы предполагаем важнейшим однофазный двигатель, а именно, тяговый двигатель, и затем в разд. 4 остановимся еще на специальных исследованиях репульсионных двигателей.

### 1. Испытания по REB

В «Правилах для электрических машин и трансформаторов на тяговых и других средствах передвижения» (REB 38) [VDE Союза германских электротехников] указываются предписанные испытания для тяговых двигателей. Так как мы очень подробно рассмотрели подобные исследования для машин постоянного тока (т. I) и асинхронных машин (т. IV), мы можем здесь ограничиться краткими дополнениями.

Согласно § 12 номинальной мощностью тягового двигателя является часовая мощность. На это нужно особенно указать, потому что в прежних разделах «номинальной мощностью» также называлась длительная мощность. У современных тяговых двигателей длительная мощность составляет примерно 0,9 от часовой мощности.

Согласно § 52 у тяговых двигателей коэффициент полезного действия может определяться либо непосредственным путем (посредством измерения отдаваемой и подводимой мощностей), либо косвенным путем (посредством расчета по измеренным потерям). Для непосредственного определения коэффициента полезного действия служат методы торможения или нагрузочные методы (разд. III E2a, т. I), для косвенного определения к. п. д. у коллекторных машин переменного тока потери должны определяться по методу отдельных потерь (§ 56). Потери в железе (при холостом ходе) определяются по § 57 из мощностей, которые подводятся к обмотке возбуждения электрически и к якорю механически, причем щетки снимаются.

В разд. A9 мы это рассмотрели подробнее. Потери в меди при нагрузке должны определяться по методу отдельных потерь, у коллекторных машин переменного тока — по измеренным на постоянном токе и пересчитанным на  $75^{\circ}$  сопротивлениям, а потери в щетках — по переходному напряжению  $2\text{ в}$ . Для добавочных потерь следует подставлять 1% от подводимой к двигателю мощности при номинальном напряжении.

Если при испытании двигателя режим должен быть установлен подобным тяговому, рекомендуется предложенная автором нагрузочная схема [Л. 139 до 141]. Как правило, требуются еще пусковые испытания (по § 43). По условиям испытаний двигатель должен испытываться при 1,7-кратном номинальном токе в эксплуатацион-

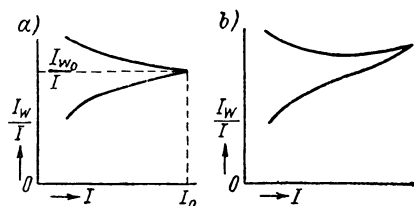
ной пусковой схеме в течение 10 сек и включенным при незначительной скорости вращения (наивысшая 3% от наибольшей скорости вращения) в течение 1 мин. При этом может возникать временно сильное искрение под щетками, которое, однако, не должно нарушать состояния эксплуатационной способности.

Установка щеток может производиться, как у машин постоянного тока (разд. III Е1б, т. I). При работе двигателя переменного тока на постоянном токе можно проверить правильную установку щеток по кривой напряжения под щетками, которая дает напряжения между щеткой и коллектором вдоль ширины щетки (разд. III Е, 4б, т. I) [Л. 144, стр. 29].

В следующих разделах мы рассмотрим еще некоторые измерения, которые дают объяснение процессам на коллекторе.

## 2. Регулировка поля добавочных полюсов

Как правило, у тяговых двигателей для уничтожения искрения создается сдвинутое по фазе коммутирующее поле; в настоящее время почти всегда оно создается посредством параллельного включения некоторых сопротивлений к обмотке добавочных полюсов, которая соединена последовательно с цепью якоря. Так как воз-



Фиг. 169. Наилучшее отношение тока добавочных полюсов  $I_w$  и тока якоря  $I$  при испытании постоянным током.

душный зазор в магнитной цепи добавочных полюсов не может регулироваться с помощью прокладок между сердечником добавочного полюса и ярмом, как в машинах постоянного тока, обмотка добавочных полюсов заранее рассчитывается с некоторым запасом и параллельно с ней включается некоторое полное сопротивление, состоящее из дросселя и активного со-

противления. На основном случае параллельного включения полного сопротивления к обмотке добавочных полюсов мы остановимся здесь более подробно.

**а. Составляющая для компенсации  $\mathcal{E}_w$ .** Регулировку обеих составляющих для компенсации э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_w$  и э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  целесообразно проводить отдельно. Для определения составляющей поля для компенсации  $\mathcal{E}_w$  можно питать двигатель п о с т о я н н ы м т о к о м и устанавливать наиболее благоприятный ток в обмотке добавочных полюсов посредством активного сопротивления, которое включается параллельно обмотке добавочных полюсов.

Для того чтобы при этом «испытании постоянным током» основываться не только на ненадежном субъективном наблюдении искрения под щетками, наиболее благоприятный ток добавочных полюсов можно определять путем снятия кривой напряжения под щетками

(разд. IIIЕ4b, т. I). Чтобы при этом учитывать не средние значения во времени, которые измеряются поляризованным прибором, а соответственно возникающие амплитудные значения, эти измерения нужно проводить с помощью катодноручевого осциллографа [Л. 144]. Специальный прибор для измерения амплитудных значений напряжений был разработан П у н г а и Ш л и ф а к е [Л. 145].

На практике оказалось целесообразным также следующее испытание. При постоянной скорости вращения (целесообразно при длительной скорости вращения) и изменяемых токах в якоре  $I$  определяются граничные значения токов добавочных полюсов  $I_w$ , при которых становится как раз видимым слабое искрение под щетками. Если обмотка добавочных полюсов выбрана с достаточным запасом, регулирование величины  $I_w$  может производиться сопротивлением, включенным параллельно обмотке возбуждения; в другом случае можно было бы возбуждать обмотку добавочных полюсов независимо, чтобы получать достаточно сильную перекоммутацию. Если нанести определенные таким образом относительные граничные значения  $I_w/I$  в зависимости от тока якоря и соединить их кривыми, то примерно получатся представленные на фиг. 169,а граничные кривые для  $I_w/I$ , которые при известном токе якоря  $I_0$  совпадают;  $I_0$  представляет собою предельное значение тока якоря, до которого еще практически возможна безыскровая коммутация, и соответствующая ордината  $I_{w_0}/I$  дает наилучшее отношение между током в добавочных полюсах и током якоря.

При снятии этих кривых рекомендуется [Л. 9, стр. 504] плотно прижимать сбегавший и набегающий края каждой щетки к коллектору, чтобы учитывать искрение под краями щеток, особенно если щетки еще не полностью пришлифованы. Чтобы при переменном токе искрение не возникало также и при максимальных значениях,  $I_0$  должно быть равно или больше максимального значения переменного тока. Если верхняя граничная кривая  $I_w/I_0$  при повышенных токах якоря снова поднимается (фиг. 169,б), то это указывает на то, что магнитная характеристика добавочного полюса проходит не прямолинейно и, следовательно, насыщение в железе магнитной цепи добавочных полюсов слишком велико.

Определенный таким образом ток добавочного полюса  $I_{w_0}$  при переменном токе приблизительно равен совпадающей по фазе с током якоря составляющей,  $I'_w$  от  $I_w$ , которая требуется для компенсации э. д. с.  $\mathcal{E}_w$ . В действительности, как мы видели в разд. А7с, при переменном токе  $\mathcal{E}_w$  не точно пропорциональна скорости вращения; таким образом, при других скоростях вращения могут иметь место небольшие остаточные напряжения.

**б. Составляющая для компенсации  $\mathcal{E}_R$ .** Составляющая коммутающего поля, которая необходима для компенсации э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  при некотором определенном режиме нагрузки (например при номинальном режиме), должна быть теперь в режиме двигателя при переменном токе так установлена посредством параллельного включения некоторого полного сопротивления, состоящего из реактив-

ного сопротивления  $X$  и активного сопротивления  $R$ , к обмотке добавочных полюсов (см. фиг. 39 и разд. В4е), чтобы искрение под щетками исчезало или было возможно меньшим. Для того чтобы при этом компенсация э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_w$  мешала по возможности меньше, нужно для каждого значения  $X$  устанавливать совершенно определенное значение  $R$ . Соответствующие значения  $X$  и  $R$  могут быть рассчитаны, если принять, что токи изменяются синусоидально.

Если мы подставим в уравнение напряжений (61) разд. В4е, ток  $\dot{I}_n = \dot{I} - \dot{I}_w$  [ур. (61b)], то получим составляющие  $\dot{I}'_w$  и  $\dot{I}''_w$  от  $\dot{I}_w$ , первая из которых совпадает по фазе с током якоря  $\dot{I}$ , а другая сдвинута относительно него на четверть периода:

$$\dot{I}'_w = \frac{R(R + R_w) + (X - X_g)(X + X_w)}{(R + R_w)^2 + (X + X_w)^2} \dot{I}; \quad (263a)$$

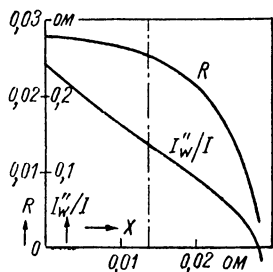
$$\dot{I}''_w = -j \frac{RX_w - R_w X + X_g(R + R_w)}{(R + R_w)^2 + (X + X_w)^2} \dot{I}. \quad (263b)$$

Из испытания постоянным током нам теперь известно отношение  $\dot{I}'_w/\dot{I} = I_{w0}/I_0$ , и мы можем при этом из ур. (263a) рассчитать активное сопротивление  $R$ , которое соответствует принятому реактивному сопротивлению  $X$ . Если мы для сокращения подставим  $a = I_{w0}/I_0$ , то будет:

$$R = \frac{2a-1}{2(1-a)} R_w + \sqrt{\left(\frac{2a-1}{2(1-a)} R_w\right)^2 + \frac{a[R_w^2 + (X + X_w)^2] - (X - X_g)(X + X_w)}{1-a}}. \quad (263)$$

В основу числового примера мы положим схему, рассмотренную в разд. В4е б, в которой полное сопротивление включено параллельно с э. д. с. обмотке добавочных полюсов. Для этой схемы мы подставляли  $R_w = 0,0018$ ,  $X_w = 0,023$  и  $X_g = -0,0101$  ом.

Расчетным путем в разд. В4еб мы определили  $a = 0,75$ . Если мы примем, что это же значение получается также из испытания постоянным током, то получим по ур. (263) представленную на фиг. 170 зависимость активного сопротивления  $R$  от реактивного сопротивления  $X$ . По этой кривой следовало бы устанавливать соответствующие значения при испытании переменным током. На фиг. 170 дано также рассчитанное по ур. (263b) отношение токов  $\dot{I}''_w/\dot{I}$  в зависимости от реактивного сопротивления  $X$ . Штрихпунктирная прямая указывает значения  $X$ ,  $R$  и  $\dot{I}''_w/\dot{I}$ , которые были рассчитаны нами в разд. В4еб для уничтожения искрения при номинальном режиме. По опыту получились бы, вероятно, несколько отличные от этих значения.

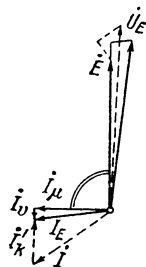


Фиг. 170. Сопротивления  $R$  и  $X$  в шунтовой цепи.

Если желательно исключить субъективное наблюдение искрения под щетками, то посредством измерения мощности на обмотке возбуждения можно определить, правильно ли установлена состав-

ляющая тока  $I''_W$  в обмотке добавочных полюсов [Л. 146]. Якорь двигателя сначала приводится во вращение извне при поднятых щетках с постоянной скоростью вращения, и напряжение на обмотке возбуждения устанавливается таким образом, чтобы ее ток был равен рабочему току якоря. В этом состоянии измеряется мощность обмотки возбуждения.

Векторная диаграмма, начерченная сплошными линиями, на фиг. 171 поясняет это состояние, причем ток потерь  $I_p$ , который соответствует потерям в железе при покое, принят преувеличенно большим. Затем двигатель нагружается при той же самой скорости вращения (и том же токе). Если при этом в режиме двигателя э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  не уничтожается, действительна штриховая векторная диаграмма на фиг. 171.  $I'_k$  есть сумма токов короткого замыкания в перекрытых щетками секциях якоря, приведенных к обмотке возбуждения. Составляющая тока  $I''_W$  в обмотке добавочных полюсов теперь устанавливается таким образом, чтобы на обмотке возбуждения измерялась такая же мощность, как и при поднятых щетках. Тогда ток  $I'_k$  исчезает, т. е. э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  оказывается приблизительно компенсированной посредством э. д. с. вращения.



Фиг. 171.

Практически проще для не к о т о р о й постоянной установки  $R$  и  $X$  изменять скорость вращения до тех пор, пока не исчезнет  $I'_k$ , и из этого измерения рассчитать правильное возбуждение добавочных полюсов для номинальной скорости вращения, а затем посредством второго измерения при новой установке  $R$  и  $X$  это экспериментально проверить.

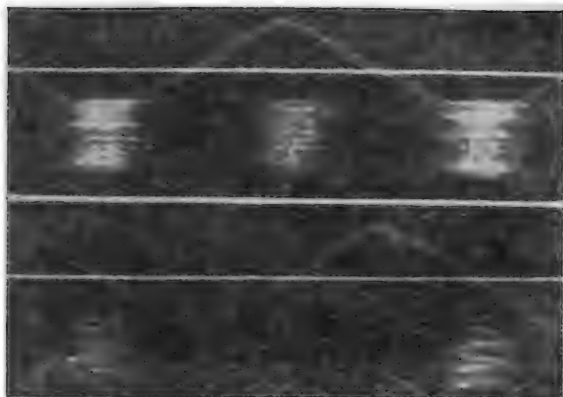
Другой метод определения потерь в короткозамкнутых контурах дан Тарделем [Л. 33].

Указания по экспериментальному определению полного сопротивления находятся также у К р а у з а [Л. 147]. Там рекомендуется при опыте определения сопротивлений  $X$  и  $R$  применять щетки с малым переходным сопротивлением, которые являются особенно чувствительными по отношению к правильной установке коммутлирующего поля.

**с. Разделение искрения под щетками от  $\mathcal{E}_R$  и  $\mathcal{E}_W$ .** Для того чтобы при работе искрящего двигателя можно было различить, вызывается ли искрение под щетками неправильной установкой составляющей поля для компенсации э. д. с. коммутации или составляющей для компенсации э. д. с. покоя, SSW [Л. 18] был применен стробоскоп, который позволял фотографировать картину искрения вместе с кривой тока. На фиг. 172 представлены два таких снимка. На верхнем снимке искрение под щетками наступает против максимальных значений тока, т. е. неправильно установлена составляющая поля для компенсации э. д. с. коммутации. На нижнем снимке искрение под щетками появляется в тех местах, где кривая тока проходит через нуль, следовательно, вызывается неполностью уничтоженной э. д. с. покоя (или преобладающей над ней э. д. с. вращения). Снимки



показывают далее, что искрение под щетками так же, как и у машины постоянного тока, у двигателя переменного тока зависит от направления тока.



Фиг. 172. Фотографии искрения под щетками с записанными кривыми тока; сверху, если не компенсирована  $\mathcal{E}_W$ ; снизу, если не компенсирована  $\mathcal{E}_R$ .

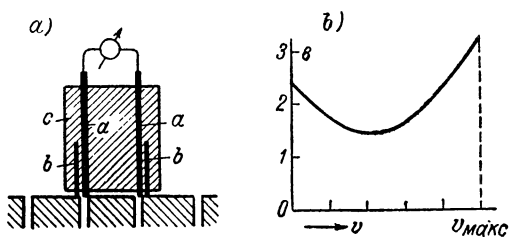
### 3. Измерение остаточных напряжений

**а. Посредством осциллографирования тока короткого замыкания.** Если в цепь секции якоря включить маленькое активное сопротивление, концы которого через скользящие кольца выведены к осциллографу, можно записать осциллографически ток короткого замыкания и по этой кривой заключить, в какой мере компенсируются э. д. с. коммутации и э. д. с. покоя. Для того чтобы при этом учесть также колебания повышенной частоты, которые вызываются остаточными напряжениями, нужно применять катодно-лучевой осциллограф. Эти измерения могут быть дополнены снятием тока, протекающего через коллекторную пластину [Л. 148].

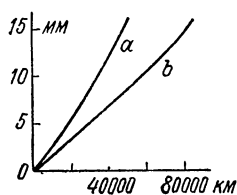
**б. Посредством измерения напряжения на вспомогательных щетках.** Государственной дорогой [Л. 30] для оценки уничтожения искрения применяются вспомогательные щетки, подобно тому как мы это рассматривали в разд. IIIЕ5, т. I, для снятия кривой поля. Берутся две бронзово-графитные и несколько более узкие, чем изолирующая пластина коллектора, измерительные щетки *a* (фиг. 173,а), они помещаются в блоке *c* из изолирующего материала, размеры которого делаются равными размерам угольных щеток, и располагаются на расстоянии, равном коллекторному делению. Рядом с этими измерительными щетками *a* помещаются изолированные слюдой еще две одинаковые пластины *b*, чтобы повысить прочность измерительных щеток *a* и препятствовать их вдавливанию в щели продоруженного коллектора. При таком выполнении измерительных

щеток, они могут вставляться в имеющиеся щеткодержатели. Измерения напряжений, проведенные на различных двигателях, показали приведенный на фиг. 173, *b* характер их в зависимости от скорости вращения. Минимум этих кривых примерно отвечает наилучшим условиям уничтожения искрения. Посредством тщательной установки обеих составляющих поля для компенсации  $\mathcal{E}_W$  и  $\mathcal{E}_R$  ординаты кривой можно понизить.

Более точное представление об остаточных напряжениях дают осциллографически снятые напряжения на этих измерительных щетках [Л. 149].



Фиг. 173. *a*) Измерительные щетки; *b*) остаточное напряжение в зависимости от скорости.



Фиг. 174. Износ щеток в зависимости от локомотиво-км.

**с. Измерение износа щеток.** Хорошее суждение о вредности не полностью уничтоженного искрения под щетками дает измерение износа щеток за некоторое известное время эксплуатации, хотя при этом играют также роль еще и механические факторы [Л. 30]. Износ определяется путем взвешивания щеток перед эксплуатацией и после нее. Так, например, на фиг. 174 кривая *a* показывает износ щеток как функцию числа локомотиво-км у двигателя без составляющей поля для компенсации э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$ , тогда как кривая *b* позволяет видеть износ, если э. д. с. покоя компенсируется с помощью сдвинутого по фазе коммутирующего поля.

#### 4. Определение $I'_k$ у репульсионного двигателя

Для расчета реакции токов, которые протекают в секциях якоря, перекрытых щетками, и развиваемого этими токами добавочного вращающего момента  $M_k$ , согласно разд. D4d мы должны знать сопротивление  $R_k$  в короткозамкнутой цепи или также приведенный к первичной обмотке ток короткозамкнутой цепи, который мы в разд. D4d обозначали через  $I'_k$ .

Согласно разд. A7b  $I'_k$  практически находится в фазе с э. д. с., которая действует в одной из  $2p$  короткозамкнутых цепей. Поэтому мы можем определить  $I'_k$  также при положении щеток  $\alpha = 90^\circ$  у простого репульсионного двигателя, если извне приведем во вращение ротор и измерим потребляемую мощность статорной обмоткой

один раз при опущенных, а другой раз при поднятых щетках. Если мы произведем оба измерения при одном и том же напряжении  $U$  на статорной обмотке, то э. д. с., индуцированная главным потоком в обмотке статора при наложенных и при поднятых щетках, будет практически та же самая, а именно  $E_1 \approx U - X_{1\sigma} I_{\mu}$ . В фазе с  $\dot{E}_1$  находится также э. д. с. в короткозамкнутом контуре (здесь э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$ ) и, с обозначениями в разд. D4d, будет  $\mathcal{E}_R = \ddot{u}_k \dot{u} \dot{E}_1$ . Так как при постоянной  $E_1$  потери в железе при обоих измерениях также оказываются одинаковыми, то мы получаем, если  $N_m$  при наложенных, а  $N_0$  при поднятых щетках обозначают измеренные потребляемые обмоткой статора мощности:

$$I'_k \approx \frac{N_m - N_0 - R_1(I_{1m}^2 - I_{10}^2)}{E_1} \sin \alpha \approx \frac{N_m - N_0}{\mathcal{E}_R} \ddot{u}_k \dot{u} \sin \alpha. \quad (264)$$

Если мы произведем измерения при различных напряжениях статора  $U$ , то можем, таким образом, дать зависимость  $I'_k$  от э. д. с. в короткозамкнутом контуре (здесь  $\mathcal{E}_R$ ) и от щеточного угла  $\alpha$ .

Чтобы при этих измерениях учесть также влияние главного тока ( $I_2$ ) (см. также разд. ПН4), мы можем, если имеется две щетки на палец, изолировать их друг от друга и к одной из двух щеток подводить главный ток, а от другой отводить его. У четырехполюсных машин этот ток можно было бы полностью пропускать через соединительные проводники одноименных щеток. На результат, вероятно, не будет иметь большого влияния, если вместо переменного тока  $I_2$  применить постоянный ток.

## Ж. ПРОЕКТИРОВАНИЕ

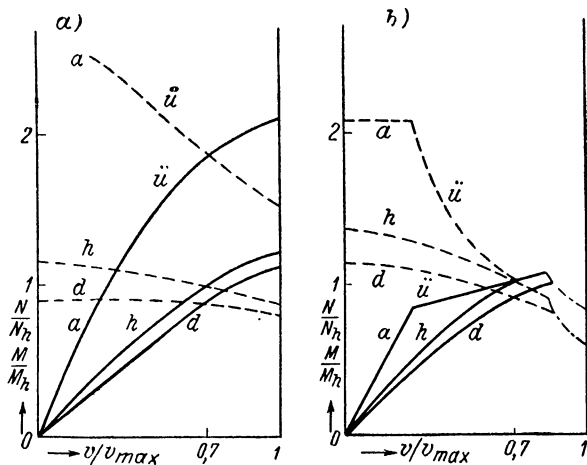
Важнейшей областью применения однофазных двигателей является привод локомотивов для магистральных железных дорог. Поэтому мы подробнее рассмотрим проектирование тяговых двигателей и только в разд. 4 еще остановимся на репульсионном двигателе.

### 1. Тяговые двигатели на $16^{2/3}$ гц.

В качестве тяговых двигателей в Европе в настоящее время применяются почти исключительно последовательные двигатели, а именно, как правило, со сдвинутым по фазе коммутирующим полем, для того чтобы более или менее компенсировать э. д. с. покоя в секциях якоря, перекрытых щетками. С течением времени успех завоевало получение сдвинутого по фазе коммутирующего поля посредством параллельного включения активного сопротивления к обтекаемой током якоря последовательной обмотке добавочных полюсов. Схема при этом проста, а потери в активном сопротивлении при  $16^{2/3}$  гц терпимы. Соединения между обмоткой якоря и коллектором повышенного сопротивления в настоящее время больше не выполняются.

Опорнорамные тихоходные двигатели с шатунной передачей, как они выполнялись раньше, оставлены и сейчас перешли на быстроходные двигатели с зубчатой передачей. Мы ограничимся поэтому также проектированием таких двигателей. Ход расчета тихоходных двигателей, правда, тот же самый, только у них менее ограничено рабочее пространство.

**а. Диаграммы мощностей.** Требования, которые предъявляются к тяговому двигателю, зависят от того, служит ли двигатель приводом мотор-вагона или локомотива. У мотор-вагонов сцепление между колесом и рельсом используется неполностью, потому что



Фиг. 175. Мощность (—) и вращающий момент (---) в зависимости от скорости поезда: а) для мотор-вагонов; б) для локомотивов;  $d$  — длительный,  $h$  — часовой,  $\ddot{u}$  — пусковой режимы,  $\ddot{u}$  — кратковременная перегрузка.

двигателями приводится во вращение много осей подвижного состава; поэтому для ускорения подвижного состава могут использоваться высокие перегрузки двигателей. У двигателей для локомотивов, напротив, число осей, приводимых во вращение двигателями, по сравнению с числом осей всего поезда, мало; перегрузочная способность поэтому не может применяться очень большой, поскольку предел здесь создает сцепление между колесом и рельсом. Зато для локомотивов требуются большие мощности двигателей [Л. 153 до 157].

Нанесенные на фиг. 175, а и б для двигателей мотор-вагонов и локомотивов в зависимости от скорости поезда (или скорости вращения двигателей) мощности и вращающие моменты примерно соответствуют современным требованиям [Л. 154, 156, 174]. Здесь скорость приведена к максимальной скорости, а мощности и вращающий момент приведены к соответствующим значениям при часовой мощности

и скорости вращения. Кривые  $d$ ,  $h$  и  $a$  означают длительный, часовой и пусковой режимы, а  $\dot{y}$  — кратковременную перегрузку. Имеющие место при  $v = 0,7v_{\max}$  длительная и часовая мощности называются просто длительной и часовой мощностями. Применением независимой вентиляции удастся повысить длительную мощность примерно до 0,9 от часовой мощности, а для перегрузочной мощности двигателей локомотивов достичь еще больших значений, нежели они представлены на фиг. 175,  $b$  [Л. 166, 174]. Штрихпунктирные кривые на фиг. 175,  $b$  представляют собою мощности и вращающий момент при наибольшем напряжении на зажимах двигателя. В качестве номинального напряжения, согласно § 9, РЕВ принимает 90% наибольшего напряжения на вторичной обмотке регулировочного трансформатора [Л. 167].

Наибольшая скорость подвижного состава составляет в настоящее время у мотор-вагонов до 120 км/час, а у быстроходных локомотивов до 180 км/час.

**б. Основные размеры.** Основные размеры двигателя обуславливаются имеющимся в распоряжении пространством для установки и могут быть точно определены лишь после расчета пробных вариантов. Собственно, нужно было бы исходить при этом из э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$ , которая возникает при пуске между смежными коллекторными пластинами. Последняя не должна превосходить у двигателей для локомотивов примерно 3,5 в, а у двигателей с частыми пусками, например для мотор-вагонов, 3 в. Но так как отношение э. д. с. покоя при пусковом и часовом моментах для применяемых сейчас двигателей достаточно установлено, можно также исходить из допустимых значений при часовом моменте, которые следует принимать у двигателей для локомотивов примерно 3 в, а у двигателей для мотор-вагонов около 2,5 в.

Для очень высоких мощностей, которые при заданном пространстве для установки могут достигаться только путем увеличения скорости вращения, может быть необходимым оставлять э. д. с. покоя значительно ниже 3 в, чтобы наибольшее напряжение между коллекторными пластинами (см. разд. А2е), которое следует ожидать при наибольшем напряжении на зажимах, не было слишком велико во избежание опасности кругового огня.

В настоящее время тяговый двигатель, пожалуй, всегда выполняется с одноходовой петлевой обмоткой и одним витком между смежными коллекторными пластинами. Если мы при этом примем для часовой мощности двигателя для локомотива  $\mathcal{E}_R = 3$  в, то получится по ур. (8а) поток на полюс

$$\Phi = 0,0405 \text{ в} \cdot \text{сек.} \quad (265a)$$

При этом получим

$$\tau l_i B_L = \Phi / a \text{ при } a = b_i / \tau. \quad (265b \text{ и } c)$$

У правильно спроектированных двигателей  $\alpha$  лежит примерно между 0,65 и 0,7. Если мы подставим  $\alpha = 0,68$ , то получим:

$$\tau l_i B_L = 5,95 \cdot 10^6 \text{ см}^2 \cdot \text{гс}. \quad (265)$$

Тяговые двигатели, как правило, имеют осевую вентиляцию, так что радиальные вентиляционные каналы отсутствуют. Расчетная длина якоря  $l_i$  может тогда подставляться равной среднему значению из длины пакета листов статора ( $l_P$ ) и ротора ( $l_A$ ), которые включают и изолирующие прокладки между листами,

$$l_i \approx (l_P + l_A)/2. \quad (266)$$

Из соображений, изложенных в разд. II G2d, т. I,  $l_A$  целесообразно выбирать на 0,5—1 см длиннее, чем  $l_P$ . Общая конструктивная длина двигателя определяется тем, чтобы двигатель мог поместиться между ведущими колесами или же на раме локомотива. Обычно при нормальной колее и зубчатой передаче длина якоря получается около 34—36 см.

Установочными размерами определяется и внешний диаметр статорных листов. Мы можем тогда для первоначального проектирования оценить радиальную высоту статорных листов и получить при этом отверстие статора. Число пар полюсов мы принимаем таким образом, чтобы при принятой индукции в воздушном зазоре  $B_L$  под серединой полюса получить предварительно представляющиеся подходящими значения для  $\tau$  и  $l_i$ .

Индукция  $B_L$  при часовом вращающем моменте лежит приблизительно между 7000 и 9000 гс. Более высокие индукции при той же э. д. с.  $\mathcal{E}_R$  дают меньшую линейную нагрузку и также меньшую э. д. с. коммутации, но требуют большего пространства для размещения обмотки возбуждения на статоре.

При полученных таким образом основных размерах в дальнейшем расчете выясняется, являются ли благоприятными принятые величины или мы должны поменять число пар полюсов  $p$  и индукцию  $B_L$ .

Следующим основанием может служить то, что среднее удельное окружное усилие (см. разд. II E2 и 4, т. I)

$$\sigma = \frac{1}{\pi^2} \frac{N_h}{n D^3 l_i}, \quad (267)$$

где  $N_h$  — часовая мощность, у тяговых двигателей на  $16\frac{2}{3}$  гц с зубчатой передачей лежит около  $15 \text{ кдж/м}^3$ , а у особенно хорошо использованных, вентилируемых и тщательно спроектированных двигателей повышенной мощности может достигать примерно  $20 \text{ кдж/м}^3$ .

**с. Коллектор.** Проектирование якоря нельзя отделять от проектирования коллектора. Поэтому для первоначального проектирования сначала принимаются диаметр  $D_K$  и число пластин  $k$  коллектора.

В разд. A2d мы видели, что окружная скорость коллектора должна быть возможно большей, а коллекторное деление  $t_K$  возможно меньшим. Путем технологических улучшений с течением

времени можно было идти на все более высокие окружные скорости коллектора. В качестве наивысшей окружной скорости в настоящее время можно принять примерно  $v_{K\max} = 50$  м/сек, так что при часовой скорости вращения окружная скорость получается  $v_K = 0,7 \cdot 50 = 35$  м/сек. Допустимое максимальное значение окружной скорости якоря находится около 70 м/сек, следовательно, при часовой мощности  $v_A = 0,7 \cdot 70 = 49$  м/сек. Эти высокие значения окружных скоростей, однако, кладутся в основу проектирования только тогда, если этого требует необходимая мощность, чтобы не получить ненужно дорогого и малонадежного исполнения. Диаметр коллектора во всех практических случаях меньше диаметра якоря; это необходимо уже для того, чтобы иметь достаточное пространство для размещения щеток с их держателями и соединительных проводов. Диаметр коллектора обычно на несколько (от 3 до 5) глубин паза якоря меньше, чем диаметр якоря.

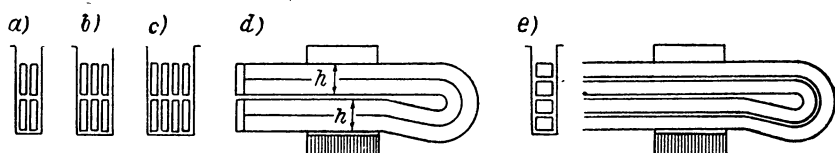
Коллекторное деление определяется по ширине щетки, потому что при принятой э. д. с.  $\mathcal{E}_R = 3$  в при часовой мощности отношение  $\beta = b/t_K$  ширины щетки к коллекторному делению лучше выбирать не больше 2,2 (хотя имеются исполнения с  $\beta = 2,8$ ). Из нормированных ширины щеток [DIN VDE 42900] широко используются только 10 и 12,5 мм; ближайшая меньшая ширина щетки 8 мм бракуется из-за опасности излома при сильной тряске в условиях тяги, тогда как при ближайшей большей ширине щетки 16 мм получалось бы слишком большим коллекторное деление. При ширине щетки 10 мм получается  $t_K = 10/2,2 \approx 4,5$  мм, а при ширине щетки 12,5 мм  $t_K \approx 5,7$  мм. Из принятых значений диаметра и коллекторного деления получается число пластин коллектора  $k$ .

По току на щеточный палец  $I/p$  и ширине щеток с учетом плотности тока (около 12 а/см<sup>2</sup> при часовой мощности) получается полная длина щеток на полюс и отсюда осевая длина коллектора. По щеткам и щеткодержателям и их конфигурации на основе многолетнего опыта имеются важные указания в [Л. 30, 179, 181].

**d. Пазы якоря и расположение проводников.** Число проводников обмотки якоря на полюсное деление при одноходовых петлевых обмотках вдвое больше числа коллекторных пластин на полюсное деление, т. е. равно  $k/p$ . Отсюда получается число пазов, если принять число проводников в пазу. Число пазов на пару полюсов выбирается нечетным. Чем больше это число, тем меньше становится ширина коммутационной зоны и ширина наконечника добавочного полюса. Меньшая ширина наконечника добавочного полюса благоприятнее для использования машины, поскольку  $\alpha = b_i/\tau$  может быть выбрано тем больше, чем меньше ширина наконечника добавочного полюса; меньше становится и поток добавочного полюса (см. разд. f и К9). Число пазов на пару полюсов должно составлять, по крайней мере, 19. На этих основаниях следует выбирать расположение проводников в пазу.

Сначала пытаются расположить проводники обычным образом в два слоя. Затем рассматриваются расположения проводников,

указанные на фиг. 176, *a* до *c*, с  $u$  равными 2, 3 и 4, причем последнее расположение в большинстве случаев бракуется из-за слишком малого числа пазов на пару полюсов. Высота проводников должна выбираться с учетом добавочных потерь в меди из-за вытеснения тока в якорной обмотке. В разд. 2 мы покажем расчет этих добавочных потерь в меди на примере. Чтобы при повышенных скоростях (например часовая мощность) они не могли недопустимо возрастать, идут на весьма малые высоты проводников, которые дают очень малые поперечные сечения, а следовательно, очень большие средние плотности тока в проводниках. Если при этом нежелательно, по крайней мере в верхнем слое, выполнять проводники «свободными от вытеснения тока» (разд. 33D «Якорные обмотки» [Л. 11]),



Фиг. 176. Расположение проводников в пазу: *a*)  $u = 2$ ; *b*)  $u = 3$ ; *c*)  $u = 4$ ; *d*) простейшее подразделение проводника; *e*) четырехслойная обмотка.

то должны применяться искусственные схемы с подразделенными проводниками (см. разд. 2с и *d*).

Простейшим и уже достаточно эффективным выполнением является подразделение проводника на элементарные проводники, которые соединяются друг с другом только по концам каждого витка. Для простого подразделения проводника на два элементарных проводника это выполнение показано на фиг. 176, *d*. При четырех проводниках в пазу можно выполнять обмотку также четырехслойной тем, что лежащие рядом друг с другом проводники на фиг. 176, *a* разместить в пазу один над другим, как это указано на фиг. 176, *e*. Эта четырехслойная обмотка, которая соответствует двухслойной обмотке на фиг. 176, *a* с  $u = 2$ , является, пожалуй, наилучшей по расположению проводников. Пространство паза хорошо используется, потому что поперек паза лежит только один проводник, а, как показано в разд. 18С «Якорные обмотки» и в ПВ8с и 11, т. I, расположение проводников по фиг. 176, *a* при  $N/p$ , равном нечетному числу и ступенчатой обмотке (см. разд. ПВ1а, т. I), дает для всех секций совершенно одинаковые индуктивности, определяющие искрение под щетками из-за остаточных напряжений («конечные индуктивности» в разд. ПВII, т. I). Почти то же имеет место у четырехслойной обмотки по фиг. 176, *e*.

**е. Якорь и изоляция.** При принятом числе пазов и глубине паза в якоре ширина паза получается по допустимой индукции в зубцах. Последняя должна выбираться не слишком высокой с учетом потерь в железе, которые при высоких относительных скоростях вращения из-за большой частоты перемagnetивания могут быть весьма зна-



чительными. Но так как ширина проводника будет тем меньше, а потери в обмотке будут, следовательно, тем больше, чем меньше индукция в зубцах, последняя должна выбираться таким образом, чтобы сумма потерь была по возможности меньшей. Максимальное значение расчетной индукции в зубцах при часовой мощности лежит примерно между 20 000 и 24 000 гс. Если при определенной таким образом индукции в зубцах якоря желательный для пуска в известных пределах пологий ход магнитной характеристики уже не может быть достигнут, его следует добиваться повышенной магнитной напряженностью в зубцах статора, поскольку здесь потери перемагничивания из-за малой частоты незначительны.

При больших зубцовых делениях пазы выполняются полузакрытой формы. При малых зубцовых делениях, как, например, при четырехслойном расположении проводников по фиг. 176,е они совсем открытые, если только зубцы не слишком ослабляются клином.

Для уничтожения помех в телефонной сети [Л. 159 до 162] пазы якоря скашиваются относительно пазов статора при полуоткрытых пазах часто только на  $1/2$  зубцового деления, а при открытых — на одно зубцовое деление по всей длине  $l_A$  железа якоря.

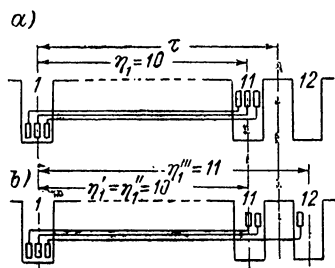
Для изоляции проводников в настоящее время почти исключительно применяется слюда со связывающими материалами (класс В), при которой, согласно § 39 REB, допустимым является больший предел нагревания (длительный режим 105, часовой режим 120°C, рассчитанные по повышению сопротивления), чем при классе А. Слюда позволяет также применять более тонкий изолирующий слой, освобождает больше места для проводников в пазу и способствует выравниванию температур между обмоткой и железом.

Средняя индукция в сердечнике якоря при часовой мощности принимается по возможности не большей 14 000 гс. Из-за высокой частоты перемагничивания (примерно до 140 гц) в якоре создаются особенно заметные потери на вихревые токи, так как они возрастают с квадратом частоты. Поэтому в настоящее время почти всегда применяется листовое железо с пониженными потерями, примерно с удельными потерями  $V_{10} \approx 2$  вт/кг.

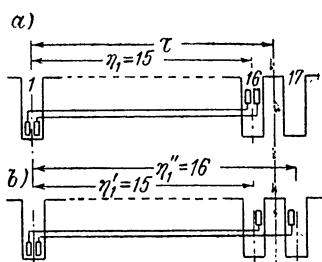
**г. Обмотка якоря и э. д. с. коммутации.** Обмотка якоря еще полностью определяется расположением проводников в пазу. Хотя чисто диаметральной обмотка из-за целесообразности выбора нечетного отношения чисел  $N/p$  невозможна, однако может применяться большее или меньшее сокращение ширины секции, или ступенчатая обмотка. При этом нужно принять во внимание три положения. Во-первых, среднее значение э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_w$  должно быть возможно меньшим; во-вторых, ее характер в области коммутационной зоны должен приспособливаться к э. д. с. вращения, индуктируемой коммутирующим полем, так чтобы остаточные напряжения, которые остаются излишними из суммы э. д. с. коммутации и э. д. с., индуктированной коммутирующим полем, были возможно малы и, в-третьих, индуктивности отдельных секций при разрыве

короткого замыкания должны быть также возможно меньшими. Эти исследования имеют точно такой же характер, как и для машин постоянного тока, для которых мы их очень подробно рассматривали (разд. ПІВ8 до 11, т. I).

Здесь мы хотим показать, как ведут себя различные якорные обмотки на примере тягового двигателя, который будем рассматривать в качестве примера расчета в разд. К. С учетом отношения  $N/p$  (разд. d) и подходящего отношения  $\beta = b/t_K$  (разд. c) здесь рассматриваются только обмотки с 6 ( $u = 3$ ) или 4 ( $u = 2$ ) проводниками в пазу (см. разд. К2). При  $u = 3$  мы получаем при  $N = 105$  число коллекторных пластин  $k = 315$ , при  $u = 2$  и  $N = 155$  получаем  $k = 310$ . Для обмотки с 4 проводниками в пазу в основу положены пазы, с которыми выполнен двигатель, рассмотренный в разд. К (фиг. 202, d); для обмотки с 6 проводниками в пазу принята та же самая глубина паза, а ширина 10 мм при полузакрытых пазах. Для наглядности мы округлим значения  $\beta = 2,42$  и соответственно  $\beta = 2,46$  до  $\beta = 2,5$  и пренебрежем шириной изолирующей пластины.



Фиг. 177. Расположение проводников в пазах при  $u = 3$ : а) обычная обмотка; б) ступенчатая обмотка.



Фиг. 178. То же, что на фиг. 177, а и б, но при  $u = 2$ .

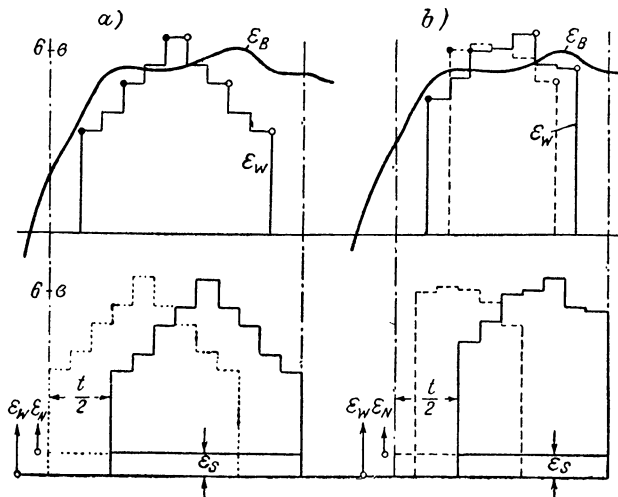
Для обмотки с  $u = 3$  (см. фиг. 176, б) мы различаем два случая. В первом случае мы полагаем, что речь идет об обмотке, у которой все секции, как на фиг. 177, а, имеют один и тот же шаг  $\gamma_1 = 10$  зубцовых делений,  $y_1 = 3\gamma_1 = 30$  (обычная обмотка по разд. ПІВ1а, т. I); во втором случае (фиг. 177, б) мы принимаем ступенчатую обмотку с  $y_1 = 31$ ,  $\gamma_1' = \gamma_1'' = 10$ ,  $\gamma_1''' = 11$ .

У обмотки с  $u = 2$  мы исследуем три случая (см. фиг. 176, а и в). В первом случае (фиг. 178, а) все секции должны иметь один и тот же шаг  $\gamma_1 = 15$  зубцовых делений,  $y_1 = 2$ ,  $\gamma_1 = 30$ . Во втором и третьем случаях мы рассматриваем ступенчатую обмотку с  $y_1 = 31$ ,  $\gamma_1' = 15$ ,  $\gamma_1'' = 16$ , причем во втором случае предполагается обычное расположение проводников в пазу по фиг. 176, а (фиг. 178, б), а в третьем случае все 4 проводника в пазу лежат один над другим, как на фиг. 176, в. О других обмотках, кроме тех, что мы здесь предположили, не может идти речь, если принимать во внимание ширину коммутационной зоны.

Для этих пяти случаев мы рассчитываем теперь э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_w = \mathcal{E}_N + \mathcal{E}_S$  по разд. ПІВ8 и 9, т. I, причем предположим прямолинейную коммутацию. Часть  $\mathcal{E}_S$  э. д. с. коммутации, вызванная полем лобовых частей, как и часть  $\mathcal{E}_N$  э. д. с. коммутации, вызванная поперечным полем в пазу, в действительности, представляют собою ступенчатые кривые. Но так как  $\mathcal{E}_S$  лишь очень незначительно меняется с положением секции относительно щеток (разд. ПІВ9, т. I) и сама по себе мала по сравнению с  $\mathcal{E}_N$ , то мы вводим для  $\mathcal{E}_S$  среднее

значение в течение периода короткого замыкания. В разд. К2b дан расчет этих э. д. с. для обмотки, с которой выполнен двигатель (фиг. 176,е,  $u = 2$ ).

На фиг. 179, а и 180, а, которые предполагают обычную обмотку (фиг. 177, а и 178, а), в н и ж н е й части сплошными ступенчатыми линиями представлена э. д. с. коммутации при  $I = 1400$  а в секции, перекрытой той щеткой, которая находится справа (средняя щетка на фиг. 189, а) от рассматриваемой коммутационной зоны (в области пазов 1 и 2 на фиг. 189, а); она нанесена в зависимости от соответствующего положения сторон секции (середина прорези паза!) в рассматриваемой области коммутационной зоны и в средней плоскости пакета железа (из-за скоса пазов). Указанные пунктиром кривые на фиг. 179, а



Фиг. 179. Э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_W$  и вращения  $\mathcal{E}_B$  по коммутационной зоне при  $u = 3$ : а) обычная обмотка (фиг. 177, а), нижние ступенчатые кривые  $\mathcal{E}_W$  в зависимости от положения секционных сторон секций, перекрытых соседними щетками; верху  $\mathcal{E}_W$  и  $\mathcal{E}_B$  в зависимости от положения смещенных на половину полюсного деления средних линий катушек; б) ступенчатая обмотка (фиг. 177, б); — — — короткие, — — — длинные секции.

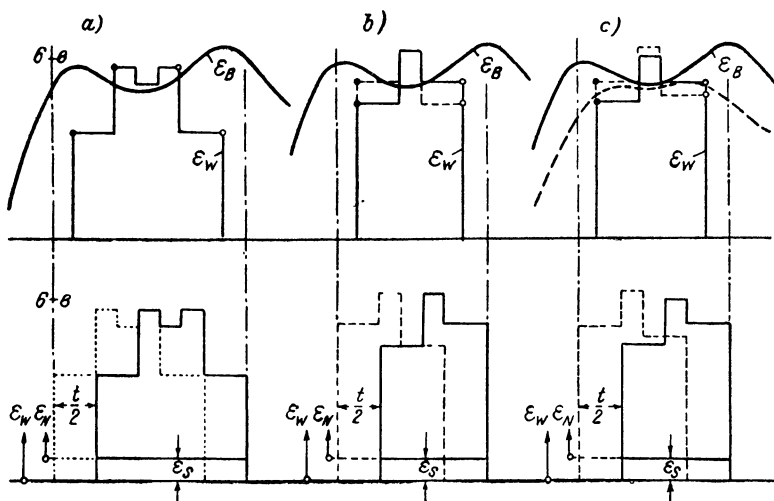
и 180 а представляют собою соответствующие э. д. с. секции, перекрытой щеткой, которая находится слева от рассмотренных проводников в коммутационной зоне, по которой нанесена э. д. с.  $\mathcal{E}_W$ ; они получаются путем смещения сплошных кривых на  $t/2$  влево.

На фиг. 179, б и 180, б и с, которые предполагают ступенчатые обмотки, мы должны различать «короткие» и «длинные» секции. Э. д. с. коротких секций представлены сплошными, а длинных секций штриховыми ступенчатыми кривыми, и обе кривые справедливы для секций, перекрытых правой щеткой (нижняя часть фиг. 179, б и 180, б и с). Э. д. с. секций, которые перекрываются левой щеткой, для наглядности не нанесены в нижней части фиг. 179, б и 180, б и с; они получаются для коротких секций путем смещения сплошной кривой на  $t/2$  влево, а для длинных секций на  $t/2$  штриховой кривой вправо. Мы получаем тогда штрихпунктирные ординаты, ограничивающие коммутационную зону, ширина которой может быть также рассчитана по ур. (587), т. 1.

В разд. К5а для двигателя, которому соответствуют кривые в нижней части фиг. 180, б и с, мы рассчитаем э. д. с.  $\mathcal{E}_B$ , индуктируемую в секции якоря при вращении в коммутирующем поле при токе  $i = 1980$  а, и оттуда пересчитаем

действующее значение  $\mathcal{E}_B$  э. д. с. вращения при действующем значении тока якоря  $I = 1400$  а, которое изображено в верхней части фиг. 180, *b* и *c*. Приведенная на фиг. 180, *c* штриховая кривая  $\mathcal{E}_B$  соответствует случаю, когда наконечник добавочного полюса уменьшается с 32 до 22 мм (разд. К9а).

Таким же образом были определены кривые  $\mathcal{E}_B$  также для других обмоток и нанесены в верхней части фиг. 179, *a* и *b* и 180, *a*. Они представляют собою индуктированные в секции якоря э. д. с.  $\mathcal{E}_B$  в зависимости от положения смещенной на половину полюсного деления ( $\tau/2$ ) средней линии секции. Статорная обмотка и пазы статора, рассчитанные в разд. К, во всех случаях приняты такими же, с какими выполнен двигатель.



Фиг. 180. То же, что на фиг. 179, *a* и *b*, но при  $u = 2$ : *a*) обычная обмотка (фиг. 178, *a*); *b*) ступенчатая обмотка (фиг. 178, *b*); *c*) четырехслойная ступенчатая обмотка (фиг. 176, *e*); штриховая кривая — для суженных наконечников добавочных полюсов.

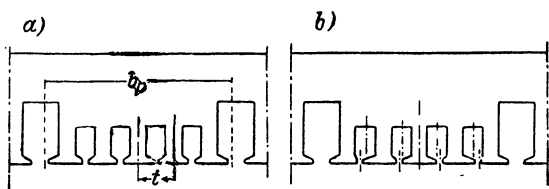
Чтобы можно было сравнивать э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_W$  с э. д. с. вращения  $\mathcal{E}_B$ , мы должны привести  $\mathcal{E}_W$  в положение, соответствующее э. д. с.  $\mathcal{E}_B$ . Мы получим это для перекрытых правых щеток секций обычных обмоток (фиг. 179, *a* и 180, *a*) и коротких секций ступенчатых обмоток (фиг. 179, *b* и 180, *b* и *c*), если сдвинем сплошные ступенчатые кривые в нижней части фиг. 179, *a* и *b* и 180, *a* до  $s$  на  $\tau/2 - W/2 = t/4$  влево, а для перекрытых правых щеток секций ступенчатых обмоток, если сдвинем штриховые ступенчатые кривые в нижней части фиг. 179, *b* и 180, *b* и *c* на  $W/2 - \tau/2 = t/4$  вправо. Они нанесены в верхней части фиг. 179, *a* и *b* и 180, *a* до *c*. Для секций, перекрытых левой щеткой (пунктирные ступенчатые кривые в нижней части фиг. 179, *a* и 180, *a*) этот сдвиг должен производиться в противоположном направлении, так что в верхней части фиг. 179, *a* и *b* и 180, *a* до *c* кривые секций, перекрытых правой и левой щетками, совпадают.

Движение якоря предполагается справа налево. Положения, в которых секции покидают короткое замыкание щетками, указаны зачерненными кружками, а положения, в которых секции вступают в короткое замыкание, указаны незачерненными кружками. Мы видим, что во всех случаях остаются еще значительные остаточные напряжения, которые могут быть уменьшены путем придания соответствующей формы полюсным наконечникам добавочных полюсов (разд. К9а).

В случае фиг. 179, *a* и *b* и 180, *a* у секции, последней покидающей короткое замыкание, где, следовательно, из-за магнитного демпфирования больше всего приходится опасаться искрения под щетками, мы имеем недокоммутацию. То же имеет место и у ступенчатой обмотки на фиг. 179, *b*, тогда как у обмоток по фиг. 180, *b* и *c* все секции перекоммутированы. Эти обмотки, далее, имеют то преимущество, что для обеих секций, благодаря еще короткозамкнутым секциям, имеет место эффективное демпфирование; они дают также наиболее узкую коммутационную зону. Для рассчитанного в разд. К тягового двигателя была применена четырехслойная обмотка (фиг. 176, *e* и 180, *c*), поскольку последняя по сравнению с двухслойной обмоткой с теми же четырьмя проводниками в пазу (фиг. 176, *a*) и той же шириной секции значительно благоприятнее в тепловом отношении (разд. 2с).

То, что на фиг. 180, *c* штриховая ступенчатая кривая оказывается несимметричной по отношению к сплошной (как на фиг. 180, *b*), связано с тем, что секции, которые одной стороной лежат в одном и том же пазу, имеют неодинаковые индуктивности, как это имеет место у обычной двухслойной обмотки.

Написанный на фиг. 179, *a* и *b* и 180 *a* до *c* масштаб действителен для тока якоря  $I = 1400$  а ( $M = 402$  кгм) и  $n = 1070$  об/мин.



Фиг. 181. Пазы статора: *a*) с нормальными, *b*) со смещенными прорезями пазов.

Обычно для расчета э. д. с. коммутации пользуются формулой Пихельмайера [ур. (29)]. В нашем случае  $\omega_{sp} = 1$  и  $\zeta$  может представляться около 5. Формула Пихельмайера дает возможность быстрой приближенной оценки ожидаемого значения э. д. с. коммутации, но недостаточна для точных исследований, необходимых для тяговых двигателей.

От новейших тяговых двигателей требуется, чтобы они оставались работоспособными при кратковременном режиме с длительным током и максимальной скоростью вращения.

Линейная нагрузка для часовой мощности лежит около 450 а/см, тогда как в настоящее время верхний предел может быть принят за 500 а/см.

**г. Статор.** У хорошо использованных двигателей полюсная дуга  $b_p$  может быть принята примерно  $0,68\tau$ . В полюсах должна размещаться компенсационная обмотка. Сначала следует попытаться все проводники компенсационной обмотки соединить последовательно, причем получается хорошее использование пространства в компенсационных пазах. Если мы обозначим через  $K$  число компенсационных пазов на полюс, то пазовое деление (см. фиг. 181, *a*) будет:

$$t_1 = b_p / (K + 1). \quad (268a)$$

Чтобы обмотка якоря в пространстве полюсных наконечников, при последовательном соединении всех проводников компенсацион-

ной обмотки с одним витком в пазу, компенсировалась насколько возможно точно, при петлевой обмотке должно быть

$$\frac{z}{(2p)^2} I = \frac{\tau}{t_1} I. \quad (268b)$$

Если мы подставим в это уравнение  $t_1$  по ур. (268a), то получим

$$K = \frac{z}{(2p)^2} \frac{b_P}{\tau} - 1. \quad (268)$$

Это обычно дробное число, которое округляется до ближайшего большего целого числа. Тогда получается легкая перекомпенсация в области наконечников полюсов, имеющая то преимущество, что большие пазы, которые должны вмещать обмотку возбуждения и обмотку добавочных полюсов, несколько разгружаются. Путем смещения прорезей пазов относительно середины паза (см. фиг. 181, b) компенсационной обмотки также может достигаться разгрузка больших пазов без перекомпенсации. По возможности  $K$  выбирается четным, с тем чтобы поперечные соединения компенсационной обмотки не выступали слишком далеко.

Добавочные потери в железе, которые покрываются механическим путем (см. разд. А9) будут тем меньше, чем меньше пазовое деление  $t_1$ . При малых пазовых делениях, т. е. при больших числах компенсационных пазов, нужно иногда две ветви компенсационной обмотки включать параллельно. Эти две ветви включают так, чтобы одна возбуждала все северные, а другая все южные полюсы. Меньше чем  $K = 4$  пазов на полюс рекомендовать не следует. Принимая во внимание добавочные потери в железе, компенсационные пазы выполняются полузакрытыми.

Большая величина воздушного зазора  $\delta$  между главным полюсом и якорем желательна для того, чтобы удерживать малыми высшие гармонические в потоке и токе (разд. А6b), а именно  $\delta$  следует принимать тем большим, чем сильнее магнитная напряженность в якорных и компенсационных пазах. Иными словами, магнитная характеристика не должна проходить слишком полого, чтобы не получать слишком сильных высших гармонических в токе и э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$ . Большие значения  $\delta$  увеличивают также полный ток обмотки возбуждения, благодаря чему меньше проявляется реакция токов короткого замыкания при пуске и, кроме того, уменьшаются добавочные потери в железе.

С другой стороны, большие  $\delta$  требуют большего места для обмотки возбуждения и ухудшают коэффициент мощности. Опытность расчетчика должна найти здесь компромиссное решение. Обычно  $\delta$  находится примерно между 2,5 и 3 мм. Для того чтобы нормальная составляющая индукции по окружности якоря не слишком резко менялась вблизи краев полюсов, чем могут вызываться добавочные потери (см. разд. III Г6, т. I), было бы желательным увеличение воздушного зазора под краями полюсов. Однако обычно это не рекомен-

дуются, потому что тогда, по разд. K4 и 9b, слишком сильно уменьшается расчетная полюсная дуга  $b_i$ .

О наиболее целесообразном включении отдельных катушек обмотки возбуждения мнения расходятся. Параллельное включение всех полюсных катушек лучше постольку, поскольку при этом получаются всегда одинаковыми потоки полюсов, если даже якорь помещен не точно по центру. Но у современных тяговых двигателей и при последовательном включении всех полюсных катушек едва ли следует опасаться неодинаковых потоков полюсов, поскольку двигатели выполняются с роликовыми подшипниками, которые не так подвержены износу по размерам, как скользящие подшипники. Другие причины неодинаковых потоков полюсов, пожалуй, едва ли стоит рассматривать, поскольку магнитная система выполняется шихтованной (без пузырей при литье!).

Таким образом, преимущества параллельного включения не следует очень переоценивать. Напротив, согласно разд. F9, здесь возможно самовозбуждение внутренними уравнительными токами по крайней мере, если петлевая обмотка выполнена с недостаточным количеством уравнительных соединений или без них. Поэтому Пауль Мюллер [Л. 169] рекомендует последовательное соединение всех проводников обмотки возбуждения, при котором никакое самовозбуждение внутренними уравнительными токами невозможно. При параллельном соединении двух ветвей обмотки возбуждения, каждая из которых возбуждает поле только одного направления, самовозбуждение также исключается (см. разд. F9). Впрочем опасность самовозбуждения и при параллельном соединении всех полюсов, по-видимому, не очень велика, так как выполненный с этим соединением обмотки возбуждения двигателя со скользящими подшипниками для товарного локомотива EG506 [Л. 55a и b, 56] при петлевой обмотке без уравнительных соединений также не показал самовозбуждения.

Так как в настоящее время якорные обмотки тяговых двигателей, пожалуй, всегда выполняются с уравнительными соединениями, последовательное соединение обмотки возбуждения имеет подчиненное значение. Часто в качестве преимущества последовательного соединения всех проводников указывается еще, что при этом может лучше использоваться пространство пазов. В этом случае все же следует обратить внимание на то, что для уничтожения добавочных потерь в меди проводники должны подразделяться (см. разд. K6b). Недостатком последовательного соединения является и то, что получается очень мало витков на полюс (около 2), так что желаемый поток полюсов должен достигаться путем соответствующего выбора воздушного зазора между якорем и полюсным наконечником.

Ширина наконечника добавочного полюса определяется шириной коммутационной зоны [ур. (587), т. I]. Ширина полюсного наконечника должна выбираться не слишком узкой, но также и не с избытком, потому что тогда характер кривой э. д. с.

вращения, которая должна компенсировать э. д. с. коммутации в области коммутационной зоны, имеет заметно другой вид, нежели э. д. с. коммутации (см. фиг. 179 и 180, *a* до *c*). Для того чтобы форма кривой э. д. с. вращения соответствовала форме кривой э. д. с. коммутации, можно также увеличить величину воздушного зазора по краям между наконечником добавочного полюса и поверхностью якоря (см. фиг. 206). С расширением наконечника добавочного полюса увеличивается также коммутирующий поток и магнитное насыщение в цепи добавочного полюса, так что прямолинейность магнитной характеристики может нарушаться.

Большая величина воздушного зазора  $\delta_w$  под добавочным полюсом является лучшей для уменьшения вызванных зубчатостью якоря высших гармонических коммутирующего поля (см. разд. IIIБ5, т. I) и для получения возможно более прямолинейной магнитной характеристики добавочных полюсов до наибольших встречающихся значений тока. Но если  $\delta_w$  выбран слишком большим, в коммутационную зону заметно проникает также главный поток и ухудшается уничтожение искрения (см. разд. К5а, фиг. 200, *a* до *c*). Большая величина  $\delta_w$  имеет следствием также то, что обмотка добавочных полюсов требует большего места в больших пазах. Обычно выбирают  $\delta_w$  несколько превышающими  $\delta$ , примерно между 3,5 до 4,5 мм.

Полный ток добавочного полюса должен компенсировать остаток полного тока якорной обмотки и создавать коммутирующее поле, которое должно компенсировать э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_w$ . Эта э. д. с. определяет величину коммутирующего поля и этим также полный ток добавочного полюса. Если, кроме того, путем параллельного включения некоторого активного сопротивления  $\mathcal{E}_R$ , то число витков добавочных полюсов должно выбираться с соответствующим запасом.

У обмотки добавочных полюсов стремятся все витки включать последовательно, однако, часто уже один виток на полюс дает либо слишком большое, либо слишком малое коммутирующее поле. Как и у главного полюса, это можно выровнять величиной воздушного зазора  $\delta_w$ , если желательно избежать параллельного соединения обмотки.

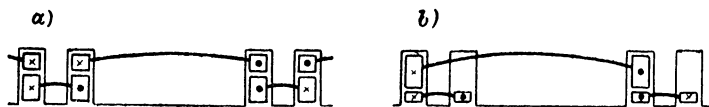
**h. Пазы статора и расположение проводников.** Теперь могут проектироваться пазы, в которые нужно уложить статорные обмотки.

Ширина большого паза должна выбираться насколько можно большей, чтобы получить возможно больше места для обмоток в большом пазу. Она ограничивается, однако, тем, что поток рассеяния большого паза нагружает последний зубец главного полюса и добавочный полюс, а напряженность этих зубцов не должна быть слишком велика, чтобы расчетная полюсная дуга не становилась слишком малой и магнитная характеристика цепи добавочных полюсов проходила прямолинейно. Потери в железе и при повышенных индукциях оказываются относительно малыми из-за



малой частоты перемагничивания. Индукция в компенсационных зубцах может находиться примерно между 22 000 и 26 000 гс.

Глубина большого паза должна выбираться таким образом, чтобы не возникала слишком большая индукция в ярме в области большого паза. Ограничение индукции в ярме требуется из того условия, что магнитная характеристика цепи добавочных полюсов должна проходить прямолинейно. Влияние насыщения ярма на цепь добавочных полюсов было показано нами в разд. III C1, т. I. Допустимую индукцию в ярме вообще указать трудно, так как она зависит от величины потока добавочного полюса, который, таким образом, должен быть как можно меньше. В большинстве случаев при часовой мощности она должна быть, вероятно, меньше 13 000 гс.



Фиг. 182. а) Обмотки возбуждения и добавочных полюсов; б) объединение обмотки возбуждения с частью обмотки добавочных полюсов.

Обмотку возбуждения из конструктивных соображений целесообразно располагать на дне паза, а обмотку добавочных полюсов над ней; при этом коммутирующий зубец и ярмо также разгружаются от потока рассеяния. Хотя частота переменного тока сравнительно невелика, добавочные потери в меди из-за вытеснения тока при массивных проводниках могут быть весьма велики. Как мало раньше на это обращали внимания у тяговых двигателей, видно из исследований автора [Л. 187]. В проводниках, лежащих в компенсационных пазах, добавочные потери в меди также ограничиваются применением искусственных стержней или соответствующим подразделением проводников. Но они неизбежны в проводниках, лежащих вблизи открытия большого паза, как мы увидим в разд. К6b. Таким образом, нужно уделять наибольшее внимание ограничению добавочных потерь в меди не только в якоре, но и в статоре.

Допустимые плотности тока в обмотках точно вообще нельзя указать, так как они зависят от более или менее полного уничтожения добавочных потерь в меди, ширины и глубины пазов и вентиляции. Ориентировкой может служить расчетный пример в разд. 2 и К6. Для изоляции в статоре также применяется слюда со связующими материалами (класс В).

Очень важно разгрузить большой паз от потерь в меди. Так, по предложению автора, можно объединить обмотку возбуждения с частью обмотки добавочных полюсов в некоторую общую обмотку (см. также фиг. 331, т. I), благодаря чему освобождается, по меньшей мере, половина большого паза (см. фиг. 182, а и б). Машины с такими обмотками были, например, предложены автором для локомотивов MSW.

Все катушки перед укладкой в пазы были изготовлены полностью изолированными и являлись сменными. У машин с малыми значениями  $\varepsilon$  д. с. коммутации  $\mathcal{E}_w$  обмотку добавочных полюсов можно даже полностью исключить, причем получается особенно простая обмотка [Л. 176].

Чтобы получить больше места для большого паза, обмотка расширяется на дне паза, так что она заходит в главный полюс (фиг. 183), или же часть обмотки возбуждения укладывается в углубленный соседний паз компенсационной обмотки (фиг. 184). Часто в больших пазах устраивают также осевые вентиляционные каналы [Л. 170], однако из-за этого еще теряется пространство для обмотки.

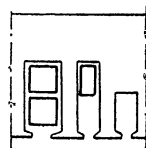
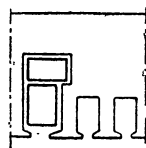


Рис. 183.

Фиг. 184.

Размещения обмоток для возбуждения большого паза.

**і. Нагревание и вентиляция.** После того как на основании расчета отдельных вариантов окончательно установлены размеры листов железа, обмоток и коллектора и рассчитаны потери, нужно позаботиться о том, чтобы тепло из двигателя могло быть отведено без превышения допустимого предела нагревания согласно REB. Основные положения вентиляционного и теплового расчетов указаны в разд. II N и О, т. I. На основании многолетнего опыта эксплуатации в условиях тяги были выработаны известные рекомендации по вентиляции [Л. 174].

При больших мощностях, как, например, у двигателей для локомотивов, в настоящее время применяется независимая вентиляция. Особенно полезным оказывается создание совершенно отдельных воздушных потоков для статора и ротора, которые обеспечиваются отдельными вентиляторами. Расходы воздуха через статор и якорь могут тогда устанавливаться отдельно, и можно не считаться с теплообменом между статором и якорем, который всегда имеет следствием большие перепады температур. Здесь можно было бы сделать еще один шаг вперед и создать специальным вентилятором также воздушный поток через коллектор, чтобы по возможности прекратить теплообмен между якорем и коллектором. Чем больше мощность, вписанная в заданный объем, тем с большей тщательностью, естественно, должен устраиваться воздухопровод и тем больше должен быть расход охлаждающего воздуха. Поэтому именно в вентиляции двигателей в последние годы находит отражение повышение мощности.

Для двигателей мотор-вагонов независимое охлаждение не рекомендуется из-за вызываемого им сильного шума, который мешал бы пассажирам. Кроме того, обычно оно не требуется, так как эти двигатели рассчитываются на меньшую мощность. Как правило, здесь применяется самовентиляция.

По поводу конструктивных подробностей в той мере, в которой они не рассмотрены в разд. а до h и не следуют из разд. 2, нужно

сослаться на соответствующую литературу, например [Л. 174, 179].

**к. Мощность на пару полюсов.** Из-за ограничения потока на полюс, принимая во внимание допустимую э. д. с. покоя между смежными коллекторными пластинами в коммутационной зоне, по существу, оказывается установленной мощность на пару полюсов

$$N/p = EI/p \quad (269a)$$

при заданной частоте сети. Так как часто она указывается для предварительного определения «предельной мощности», мы можем выразить ее через легко оцениваемые величины.

Если мы подставим в ур. (269a) э. д. с. вращения  $E$  по ур. (2b), поток в нем через э. д. с.  $\mathcal{E}_R$  по ур. (8a) и ток через линейную нагрузку

$$A = zI/4\pi r\tau, \quad (269b)$$

то получим

$$\frac{N}{p} = \frac{2\pi p A}{\pi f} n \mathcal{E}_R. \quad (269)$$

Линейная нагрузка  $A$ , с учетом э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_W$ , не должна превосходить известного значения. Для ориентировочного расчета мы можем выразить ее через  $\mathcal{E}_W$  по ур. (29) и получить, при  $v_A = \approx 2\pi n$ , мощность на пару полюсов:

$$\frac{N}{p} = \frac{\mathcal{E}_R \mathcal{E}_W}{2\pi f l_i \zeta \omega_{Sp}} \cdot 10^3 \text{ квт}, \quad (270)$$

где  $\mathcal{E}_R$  и  $\mathcal{E}_W$  нужно подставлять в в,  $f$  — в гц и  $l_i$  — в см.

При целесообразном выполнении обмотки якоря наименьшее достижимое значение  $\zeta$  мы оценим как  $\zeta = 4,5$  и примем, далее, для часовой мощности как еще допустимые  $\mathcal{E}_R = 3 \text{ в}$ ,  $\mathcal{E}_W = 8 \text{ в}$ . Тогда получим при одноходовой петлевой обмотке ( $\omega_{Sp} = 1$ ) для наибольшего значения мощности на пару полюсов при часовом режиме

$$\text{при } f = 16^{2/3} \text{ гц и } l_i \approx 35 \text{ см} \quad N/p \approx 145 \text{ квт},$$

$$\gg f = 50 \text{ гц и } l_i \approx 26 \text{ см} \quad N/p \approx 65 \text{ квт}.$$

## 2. Добавочные потери в меди

**а. Обмотки статора и якоря.** Добавочными потерями в меди из-за вытеснения тока (см. разд. IIL2 до 6, т. I) нельзя пренебрегать, несмотря на малую частоту переменного тока  $16^{2/3}$  гц. Они делаются заметными для статорной обмотки особенно в положениях проводников большого паза, находящихся у открытия паза. Поэтому при больших поперечных сечениях проводников они должны разделяться на отдельные параллельно соединенные проводники, а последние (изолированные друг от друга) так проводиться через пазы,

чтобы добавочные потери в меди оставались в умеренных пределах [Л. 189]. Пример этому мы рассмотрим в разд. К6.

В якорной обмотке добавочные потери в меди при повышенных скоростях вращения могут принимать достаточно заметные значения из-за большой частоты вращения  $f_n = pn$ . Проводники при этом не должны быть слишком высокими, и, кроме того, вообще требуются еще специальные мероприятия для уменьшения добавочных потерь в меди (см. разд. d). Проводники якоря, свободные от вытеснения тока, как, например, проводник Рэбеля [Л. 11, разд. 33D], здесь мало пригодны, потому что у тяговых двигателей проводники узкие (около 2 мм при двухслойной обмотке), а свободный от вихревых токов стержень требует относительно много места для изоляции. Поэтому у двухслойных обмоток предпочитают простое подразделение проводника по высоте и изоляцию элементарных проводников друг от друга вдоль всего витка (см. фиг. 176, d), причем сокращают также места паяк между проводником в пазу и лобовым соединением. Если не хотят подразделять проводник, то в верхнем слое (у открытия паза) его можно выбирать более низким. Наконец при массивном проводнике могут выполняться многослойные обмотки (см. фиг. 176, e с 4-мя слоями).

**б. Расчет добавочных потерь в меди.** Для расчета добавочных потерь в статорной обмотке достаточны указания в разд. III 2 и 3, т. I, особенно в связи с [Л. 189].

Добавочные потери в меди якорной обмотки также были нами уже рассмотрены в разд. III 4, т. I. Но там мы указали уравнения только для полных добавочных потерь в меди в обмотке якоря. Для полной оценки обмотки мы, однако, должны знать также добавочные потери в том положении проводника, в котором они оказываются самыми большими; это верхний слой (у открытия паза) обмотки. Мы должны поэтому уравнения в т. I дополнить расчетом потерь для каждого отдельного положения проводника. Основные положения для этого имеются в работе Дрейфуса [Л. 190], см. также [Л. 189, стр. 37 и далее] и [Л. 190a]. Мы полагаем сперва проводник массивным.

Для некоторой обмотки с  $m$  слоями проводников мы можем написать для «отношения сопротивлений», т. е. отношения потерь в меди при переменном токе и при постоянном токе с тем же действующим значением тока в пазу,

$$k_N = 1 + F \frac{4}{3\pi} m^2 \xi^2, \quad (271)$$

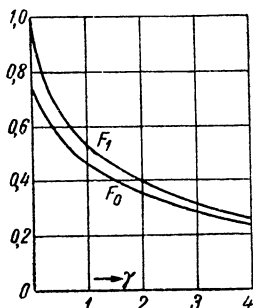
где  $\xi$  нужно рассчитывать по ур. (323c и e), т. I, при частоте вращения  $f_n = pn$  двигателя. При  $F = 1$  получается отношение сопротивлений при бесконечно быстрой коммутации; коэффициент  $F$  учитывает конечность периода коммутации. Он является функцией «относительного периода коммутации» [Л. 190 ур. (12a)]

$$\gamma = \frac{\pi^3}{2} \frac{\vartheta}{\xi^3}, \quad \text{где } \vartheta = \frac{T_k}{T_1} = \frac{b + (u-1) t_K}{\tau_K} \quad (271a \text{ и } b)$$

есть отношение периода коммутации  $T_k$  одного слоя проводников к полупериоду  $T_1$  переменного тока (см. разд. III 4, т. I);  $F$  составляется из двух частей  $F_1$  и  $F_0$  (у Дрейфуса  $f_1$  и  $\bar{f}$ ) по следующему уравнению:

$$F = \frac{1}{m^2} F_1 + \frac{4}{3} \frac{m^2 - 1}{m^2} F_0. \quad (272a)$$

Здесь  $F_1$  соответствует коммутации только в одном слое (без учета лежащих под ним слоев);  $F_0$  показывает влияние нижних слоев на верхние слои. При этом предполагается диаметрально обмотка; влияние сокращения шага согласно исследованиям Дрейфуса столь ничтожно, что мы можем им пренебречь. Существенно, что добавочные потери в меди в верхних слоях определяются, главным образом, коммутацией в нижних слоях.



Фиг. 185.  $F_1$  и  $F_0$  в зависимости от относительного периода коммутации  $\gamma$ .

Коэффициенты  $F_1$  и  $F_0$  представлены на фиг. 185 в зависимости от относительного периода коммутации  $\gamma$ . Точнее числовые значения находятся по Дрейфусу [Л. 190, стр. 300]. С хорошим приближением, особенно для основного коэффициента  $F_0$ , мы можем подставлять для практически встречающейся области  $\gamma$  ( $\gamma > 0,5$ )

$$F_1 \approx \frac{1,5}{2 + \gamma}; \quad F_0 \approx \frac{1,425}{2 + \gamma}. \quad (272b \text{ и } c)$$

С этими уравнениями и ур. (272a до c) ур. (271) преобразуется в

$$k_N = 1 + \left[ F_1 + \frac{4}{3} (m^2 - 1) F_0 \right] \frac{4^{2,3}}{3\pi} \approx 1 + \frac{0,81 m^2 - 0,17}{1,559 + 2^{2,3}} \xi^4. \quad (272)$$

Точный расчет  $k_N$  имеется у П р а с с л е р а [Л. 190a].

Отношение сопротивлений всей обмотки якоря (включая лобовые соединения), по ур. (346), т. I, будет:

$$k = \frac{k_N + \lambda k_S}{1 + \lambda}, \quad (273)$$

где  $k_S$  — отношение сопротивлений лобовых соединений (обычно  $k_S \approx 1$ ) и  $\lambda = l_S / l_A$  — отношение длины проводника вне паза к длине внутри паза.

Отношение сопротивлений для отдельных слоев проводников получаются из среднего значения  $k_N$  отношения сопротивлений всех отдельных слоев следующим образом. При двух слоях проводников [ $m = 2$  в ур. (272)] будет

$$k_{N_{m=2}} = \frac{k_{N_1} + k_{N_2}}{2}, \quad (274a)$$

следовательно,

$$k_{N_2} = 2k_{N_{m=2}} - k_{N_1} = 1 + (F_1 + 8F_0) \frac{4^{2,3}}{3\pi}. \quad (274b)$$

Соответственно поступают при  $m = 3, 4, \dots$  слоях проводников. Таким образом, для  $p$ -го слоя проводников внутри паза получается вообще

$$k_{Np} = 1 + [F_1 + 4p(p-1)F_0] \frac{4z^3}{3\pi} \approx 1 + \frac{0,65 + 2,42p(p-1)}{15,5\vartheta + 2z^3} \xi^4. \quad (274)$$

Если высоты проводников в каждом слое различны, то для каждого слоя нужно подставлять соответствующее значение для  $\xi$ ;  $k_N$  является тогда средним значением всех  $k_{Np}$ , т. е.

$$k_N = \frac{1}{m} \sum_{p=1}^m k_{Np}. \quad (275)$$

**с. Примеры** В табл. 4 для расчетного примера в разд. К сопоставлены важнейшие величины для оценки отдельных обмоток при длительной скорости вращения 1070 об/мин и длительном токе  $I \approx 1400$  а (см. разд. К8). Требуемые для расчета отношения сопротивлений величины суть: ширина щетки  $b = 12,5$  мм, коллекторное деление  $t_K = 5,09$ , полюсное деление на коллекторе  $\tau_K = 160$  мм, частота вращения  $f_n \approx 90$  гц,  $\alpha = 0,985$  [ур. (323e), т. I] при  $\rho = 0,023$  ом·мм<sup>2</sup>/м и  $\lambda = l_S/l_A \approx 1$ , которые положены в основу всех обмоток.

Строки 1 до 7 соответствуют расположению проводников по фиг. 176, б, т. е. для  $m = 2$  в пазу друг над другом и трем друг около друга лежащим проводникам. Строки 1 по 4 предполагают одинаковые высоты проводников в нижнем и верхнем слоях, а строки 5 по 7 — большие высоты проводников в нижнем, чем в верхнем слое [Л. 188]. Строки 8 и 9 соответствуют размещению проводников по фиг. 176, в, т. е. с 4-мя проводниками в пазу, которые все лежат друг над другом ( $m = 4$ ).

Столбец I дает полную высоту проводников  $H$  и высоты  $h_1, h_2, h_3, h_4$  отдельных проводников. Затем в столбце II следуют рассчитанные по ур. (274) отношения сопротивлений  $k_{Np}$  для отдельных слоев и среднее отношение сопротивлений  $k_N$  внутри паза. По ур. (271b) для обмоток с 6-ю проводниками в пазу  $\vartheta = 0,142$ , а для обмоток с 4-мя проводниками в пазу  $\vartheta = 0,110$ . Из строк 1 по 4 и 8 и 9 видно, как падают отношения сопротивлений с уменьшением высоты проводника. Строки 5 по 7 позволяют видеть влияние больших высот проводников в нижнем слое. Эти отношения сопротивлений не дают еще достаточного основания для оценки обмотки; они служат, однако, для расчета последующих величин.

Ширина проводника составляет для обмоток в строках 1 до 7 по 2 мм, а в строках 8 и 9 по 4,6 мм. При этом в столбце III получают поперечные сечения проводников  $q_1, q_2, q_3, q_4$  и соответствующие плотности токов  $G_1, G_2, G_3, G_4$  для 1400 а тока якоря в пренебрежении вихревыми токами.

В столбце IV указаны сперва потери в меди в части обмотки якоря, уложенной в пазы. Последние будут у обмоток с одинаковой высотой слоев (строки 1 до 4 и строки 8 и 9)

$$Q_N = \frac{\rho z l_A}{q} \left( \frac{I}{2a} \right)^2 k_N, \quad (276a)$$

а у обмоток с различной высотой слоев (строки 5 до 7)

$$Q_N = \frac{\rho z l_A}{2} \left( \frac{I}{2a} \right)^2 \left( \frac{k_{N1}}{q_1} + \frac{k_{N2}}{q_2} \right). \quad (276b)$$

Длина якоря  $l_A = 0,35$  м,  $2a = 10$ ; для обмоток с 6-ю проводниками в пазу число проводников  $z = 6N = 6 \cdot 105 = 630$ , а для обмоток с 4-мя проводниками  $z = 4 \cdot 155 = 620$ ;  $Q_N$  указано в таблице для  $I = 1400$  а при  $\rho = 0,023$  ом·мм<sup>2</sup>/м.

Это тепло, поскольку оно не оттекает к более холодным лобовым соединениям и не отдается через внешнюю поверхность якоря, должно отводиться через вентиляционные каналы внутри якоря. Поэтому  $Q_N$  является некоторой мерой для выбора этих вентиляционных каналов, которые могут рассчитаться по разд. II01d и 3с, т. I.

В столбце IV приведены еще разности температур  $t_1, t_2, t_3, t_4$  между проводником и боковой поверхностью паза для отдельных слоев проводников, которые получаются в предположении, что тепло от каждого слоя оттекает только к боковым поверхностям паза, т. е. нет никакого отвода к более холодным лобовым соединениям и нижним слоям проводников.

Тепловой поток в  $p$ -ом слое, т. е. отношение мощности потерь в меди в  $p$ -ом слое к боковой поверхности  $2l_A h_p$ , у обмоток строк 1 до 7 и соответственно у обмоток по строкам 8 и 9, будет:

$$w_{Np} = 3 \frac{\rho \cdot 0,01}{q_p} \left( \frac{I}{2a} \right)^2 \frac{k_{Np}}{2h_p} \text{ соотв. } w_{Np} = \frac{\rho \cdot 0,01}{q_p} \left( \frac{I}{2a} \right)^2 \frac{k_{Np}}{2h_p} [\text{вт/см}^2], \quad (277a \text{ и } b)$$

если подставлять  $q_p$  в  $\text{мм}^2$ ,  $h_p$  в  $\text{см}$  и  $\rho$  в  $\text{ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$ .

По тепловому потоку рассчитывается перепад температуры  $t_p$  в слое изоляции по толщине  $\delta$  между проводником и боковой поверхностью паза по ур. (471a), т. I, как

$$t_p = \frac{w_{Np} \delta}{k}. \quad (277c)$$

Для приведенных в табл. 4 разностей температур  $t_p$  принято  $\delta = 0,1 \text{ см}$  и теплопроводность  $k = 0,0015 \text{ вт/град} \cdot \text{см}$  (см. табл. 16, стр. 330, т. I). Наконец в столбце IV приведены также разности температур  $t$  между проводником и боковой поверхностью паза, которые получались бы, если бы имел место полный теплообмен между слоями проводников. Тогда для обмоток с одинаковой высотой проводников  $t = 1/m \cdot \Sigma t_p$ . Для обмоток с различной высотой проводников (строки 5 до 7) будет:

$$w_N = 3 \frac{\rho \cdot 0,01}{2H} \left( \frac{I}{2a} \right)^2 \sum_1^m \frac{k_{Np}}{q_p} [\text{вт/см}^2] \text{ и } t = \frac{w_N \delta}{k}. \quad (278a \text{ и } b)$$

Из обмоток, сопоставленных в табл. 4, двухслойные обмотки с тремя лежащими рядом проводниками в пазу в верхнем слое дают наибольший перепад температуры около  $50^\circ\text{C}$  между проводником и пазом, который у четырехслойных обмоток уменьшается примерно наполовину. Потери в меди  $Q_N$ , отводимые из пространства паза у обмоток в строках 1 до 4, падают с уменьшением высоты проводников. При увеличении высоты проводников в нижнем слое они могут еще несколько уменьшаться, но у четырехслойных обмоток оказываются значительно меньшими.

Таким образом, четырехслойные обмотки при массивных проводниках в тепловом отношении имеют решающее преимущество. При этом еще нужно обратить внимание, что высокая тепловая напряженность верхнего слоя у четырехслойной обмотки имеет место только на  $1/4$ , а у двухслойной обмотки на  $1/2$  полной высоты проводников  $H$ , что выражается в разности температур  $t$  (последний столбец), и что у обмоток с тремя рядом лежащими проводниками тепло от среднего проводника также еще должно оттекать через слой изоляции к внешним проводникам, причем температура средних проводников будет еще больше. В действительности перепады температур, конечно, не так высоки, как они нами рассчитаны, потому что часть тепла, выделяемого в пазу, может оттекать к более холодным лобовым соединениям.




Таблица 4

При этих рассмотрениях мы предполагали только режим при длительной скорости вращения и длительном токе. Последнее было обосновано постольку, поскольку проверка делается именно при этих величинах. Со скоростью вращения добавочные потери очень быстро падают, и поэтому при малых скоростях вращения большие высоты проводников в тепловом отношении оказываются более благоприятными. Но, с другой стороны, встречаются также скорости вращения, превышающие длительную скорость вращения, которая составляет только около 0,7 наибольшей. При этом получаются еще значительно большие отношения сопротивлений, чем при длительной скорости вращения, но которые тогда имеют место обычно при малых токах, так что потери в меди снова уменьшаются. Чтобы определить наиболее благоприятную высоту проводника, нужно было бы знать величины токов, встречающиеся при различных скоростях вращения.

Кроме добавочных потерь в меди, вызванных коммутацией, таковые возникают еще из-за переменного тока частоты сети. Они не зависят от скорости вращения и могут быть рассчитаны по ур. (329b) и (330b), т. 1. Эти добавочные потери в меди, приведенные к потерям в меди при постоянном токе, составляют, например, у обмотки в строке 1, при  $16^{2/3} \text{ гц}$  0,16 в верхнем слое и 0,09 для всего паза, т. е. увеличивают отношения сопротивлений  $k_{N_2}$  и  $k_N$  от 5,64 до примерно 5,8 и от 3,61 до 3,7. Для четырехслойной обмотки в строке 9 они составляют всего 0,03 и соответственно 0,01.

**д. Подразделенный проводник.** Для того

Отношения сопротивлений ( $K_N$ ) и потери в меди ( $Q_N$ ) внутри пазов и разности температур ( $t_1, t_2, \dots$ ) между проводником и пазом у различных обмоток. Отводом тепла к более холодным лобовым соединениям пренебрегается

Номер	I		II				III		IV						
	$H, \text{ мм}$	$h_1, h_2, h_3, h_4, \text{ мм}$	$k_{N_1}$	$k_{N_2}$	$k_{N_3}$	$k_{N_4}$	$k_N$	$q_1, q_2, q_3, q_4, \text{ мм}^2$	$G_1, G_2, G_3, G_4, \text{ г/мм}^2$	$Q_{N_1}, \text{ кВт}$	$t_1, ^\circ\text{C}$	$t_2, ^\circ\text{C}$	$t_3, ^\circ\text{C}$	$t_4, ^\circ\text{C}$	$t, ^\circ\text{C}$
	32	16	1,58	5,64	—	—	3,61	32	4,38	11,2	13,9	49,5	—	—	31,7
	29	14,5	1,45	4,59	—	—	3,01	29	4,83	10,3	15,5	49,3	—	—	32,4
	26	13	1,33	3,68	—	—	2,50	26	5,4	9,57	17,7	49	—	—	33,3
	20	10	1,15	2,25	—	—	1,70	20	7	8,45	25,8	50,7	—	—	38,2
	29	16 13	1,58	3,68	—	—	2,63	32 26	4,39 5,4	9,5	13,9	49,0	—	—	29,8
	29	19 10	1,90	2,25	—	—	2,08	38 20	3,69 7	8,07	11,9	50,7	—	—	25,3
	26	16 10	1,58	2,25	—	—	1,92	32 20	4,39 7	8,05	13,9	50,7	—	—	33,3
	32	8	1,09	1,72	2,98	4,88	2,66	36,8	3,81	7,07	5,6	8,8	15,3	25	13,6
	28	7	1,05	1,47	2,29	3,52	2,08	32,2	4,35	6,31	6,7	9,8	15,3	23,4	13,8



чтобы еще уменьшить добавочные потери в меди и вместе с тем иметь возможность применять более высокие проводники, последние следует подразделять на элементарные проводники. Если тогда эти элементарные проводники, до их параллельного соединения изолированные друг от друга, так укладываются в пазы, что с к а ж д ы м из параллельно соединенных элементарных проводников сцепляется о д и н и т о т ж е поток рассеяния паза, как, например, у стержня Рэбеля, то остаются только лишь потери в меди, которые получались бы при последовательном соединении всех элементарных проводников.

Отношение сопротивлений для всей уложенной в пазы части обмотки можно тогда рассчитать по ур. (272), если для  $m$  подставить полное число лежащих в пазу один над другим элементарных проводников и  $\xi$  рассчитывать по высоте о д н о г о элементарного проводника. Так, например, для обмотки в строке 1 табл. 4 при 2 элементарных проводниках ( $m = 2 \cdot 2 = 4$ ) получается  $k_N = 2,42$ , а при 4 элементарных проводниках ( $m = 4 \cdot 2 = 8$ )  $k_N = 1,5$ . При дальнейшем подразделении отношение сопротивлений быстро падает до  $k_N \approx 1$  (см. также  $k_{N_s}$  в табл. 5). По ур. (274) могут также рассчитываться отношения сопротивлений в отдельных слоях обмотки. Но если каждый элементарный проводник проходит все слои внутри паза, как, например, у стержня Рэбеля, большее тепло верхних слоев через элементарные проводники может отводиться к нижним слоям, так что неодинаковая тепловая нагрузка элементарных проводников имеет малое практическое значение.

Для стержня Рэбеля применяется только очень тонкое подразделение проводника, чтобы не получать слишком большой потери пространства по высоте паза. Но и при этом тонком подразделении стержень Рэбеля при узких проводниках якоря требует дополнительного пространства для изоляции также попереk паза.

Поэтому часто удовлетворяются простым подразделением проводника на элементарные проводники, которые соединяются друг с другом по концам каждого витка. Такая обмотка была уже нами показана на фиг. 176,  $d$  с  $n = 2$  элементарными проводниками в каждом слое. При этом в верхнем слое последовательность элементарных проводников оказывается противоположной таковой в нижнем слое; такие обмотки называют перекрещенными обмотками.

Для п е р е к р е щ е н н ы х о б м о т о к добавочные потери в меди можно положить равными сумме двух частей, которые мы назовем добавочными потерями 1-го и 2-го рода [Л. 189]. Потери 1-го рода возникали бы одни, если бы элементарные проводники были свободны от вытеснения тока, а 2-го рода, согласно [Л. 189, стр. 25], всегда меньше, чем добавочные потери, которые получались бы при последовательном соединении всех элементарных проводников. Таким образом, добавочные потери в меди рассчитывают с запасом, если полагают их равными сумме потерь 1-го рода и потерь при последовательном соединении всех элементарных проводников (стержень Рэбеля имеет только добавочные потери в меди 2-го рода).

Добавочные потери в меди 1-го рода возрастают, а 2-го рода падают с возрастанием числа  $n$  элементарных проводников (см.  $k_1 = 1$  и  $k_N = 1$  в табл. 5).

При бесконечно большом числе элементарных проводников  $n = \infty$  добавочные потери в меди 1-го рода сравнительно малы, Если мы примем сперва, что ток с частотой вращения  $f_n = pn$  изменяется синусоидально, тогда можно применить расчет по [Л. 189, стр. 18 до 26]. Влияние высших гармонических тока мы учтем позже некоторой приблизительной добавкой. Приведенная высота проводника здесь будет [Л. 189, ур. (2с)]:

$$\xi' = \sqrt{\frac{h-d}{h(1+\lambda)}} \cdot \xi \quad \text{при} \quad \xi = ah, \quad (279a \text{ и } b)$$

где  $h$  (см. фиг. 176,  $d$ ) — высота проводника, включая изоляцию между элементарными проводниками внутри паза,  $d$  — полная толщина слоев изоляции между элементарными проводниками и  $\lambda$  — отношение длин проводников вне паза (до клепаных и спаянных соединений элементарных проводников) и внутри него.

Расчет отношений сопротивлений 1-го рода для однослойных обмоток с любым числом  $n$  лежащих друг над другом элементарных проводников приведен в [Л. 189, стр. 17 до 25] как для неперекрещенных, так и для перекрещенных проводников, как это представлено на фиг. 176,  $d$ . Это отношение нужно рассчитывать по ур. (6) [Л. 189], где составляющие  $X$  и  $Y$  указываются в табл. 2 для неперекрещенных и в табл. 3 и 4 для перекрещенных проводников. Имеющийся в таблицах коэффициент  $f$  определен из ур. (6b), где  $\xi'$ , однако, рассчитаны с  $2h$  и  $k_1$  с  $2n$ , так как там предположена однослойная обмотка. Отношение сопротивлений 1-го рода для двухслойных обмоток (фиг. 176,  $d$ ) оказывается тем же, что и для перекрещенных однослойных обмоток (с  $2n$ ) и тем же, что для неперекрещенных однослойных обмоток с половинным  $\xi'$  [Л. 189, стр. 9 и 11].

Согласно уравнениям и таблицам в [Л. 189] при синусоидальном токе добавочные потери в меди 1-го рода, приведенные к потерям в меди при постоянном токе, мы можем рассчитывать по следующим уравнениям:

$$\left. \begin{aligned} n=2: k'_1 - 1 &\approx \frac{\xi'^4}{16 + \xi'^4}; & n=3: k'_1 - 1 &\approx \frac{\xi'^4}{13 + 0,715\xi'^4}; \\ n=4: k'_1 - 1 &\approx \frac{\xi'^4}{12,2 + 0,62\xi'^4}; & n=\infty: k' - 1 &= \varphi(\xi'). \end{aligned} \right\} \quad (280a \text{ до } d)$$

В них  $\xi'$  получается из ур. (279a и b), а  $n$  есть число лежащих друг над другом элементарных проводников в одном слое,  $\varphi(\xi')$  получается из ур. (323a) и фиг. 224, т. I.

Отношения сопротивлений  $k'_1$  предполагают синусоидальный ток. Для  $n = \infty$  с  $\xi'$  вместо  $\xi$  мы можем рассчитать отношение сопротивлений  $k_1$  с учетом высших гармонических тока по ур. (272) при  $m = 1$ , так как добавочные потери в меди равны при  $n = \infty$  тако-

вым в однослойной обмотке ( $m = 1$ ) при половинном  $\xi'$  однослойной обмотки и, следовательно, при  $\xi'$  двухслойной обмотки (см. стр. 9 и 11 [Л. 189]). Если мы умножим тогда  $k'_1 - 1$  при любом числе элементарных проводников на отношение  $(k_1 - 1)/(k'_1 - 1)$  при  $n = \infty$ , то получим приближенно приведенные к потерям в меди при постоянном токе добавочные потери в меди  $k_1 - 1$  с учетом высших гармонических.

Рассчитаем отношения сопротивлений для обмотки в строке 1 табл. 4, причем для простоты в ур. (279 а и б) положим  $d \approx 0$ . Тогда при  $\lambda = 1$  будет  $\xi' = 0,985 \cdot 1,6 / \sqrt{2} = 1,114$ . Рассчитанные при этом значения  $k'_1 - 1$  внесены в табл. 5. С учетом высших гармонических тока мы получаем для  $n = \infty$  при  $\xi' = 1,114$  и  $m = 1$  по ур. (272)  $k_1 - 1 = 0,21$ , т. е.  $(k_1 - 1)/(k'_1 - 1) = 1,62$ , и при этом значения  $k_1 - 1$  для конечных значений  $n$  в табл. 5.

Таблица 5

**Отношения сопротивлений 1-го ( $k_1$ ), 2-го рода ( $k_2$ ), общего для паза ( $k_N$ ), лобовых соединений ( $k_S$ ) при  $n$ -ом подразделении проводника для обмотки № 1 в табл. 4**

$n$	$k'_1 - 1$	$k_1 - 1$	$k_{N_2}$	$k_N$	$k_S$	$Q_{N_1}$ квт	$t$ °C
1	0	0	3,61	3,61	1	11,2	31,7
2	0,088	0,14	2,42	2,56	1,14	8,0	21,3
3	0,109	0,18	1,80	1,98	1,18	6,2	16,5
4	0,117	0,19	1,495	1,685	1,19	5,2	14,0
$\infty$	0,130	0,21	1	1,21	1,21	3,8	10,1

Отношение сопротивлений 2-го рода получаются по ур. (272) при  $m = 2n$  и  $\xi = 0,985 \cdot 1,6/n$  и под  $k_{N_2}$  внесены в табл. 5. При этом мы получаем приближенно отношение сопротивлений  $k_N \approx k_{N_2} + k_1 - 1$ . Для лобовых соединений здесь  $k_S = k_1$ . В последних двух столбцах табл. 5 записаны еще полные потери в меди  $Q_N$  внутри пазов и средние разности температур  $t$  между роторными и боковыми поверхностями пазов. Из этого сопоставления мы видим, что путем подразделения проводников по фиг. 176, d как потери в меди  $Q_N$ , которые должны отводиться от якоря, так и средние разности температур между проводниками и боковой поверхностью паза могут быть существенно снижены.

### 3. Тяговый двигатель для 50 гц

Несмотря на то, что некоторые железные дороги пока продолжают высказываться за оставление эксплуатации поездов на однофазном переменном токе  $16\frac{2}{3}$  гц также и на будущее [Л. 151], попытки приводить в движение поезда непосредственно от силовой сети с обычной частотой 50 гц не прекращаются. Они получили развитие после того, как было показано, что выполненные для Холлентальской железной дороги опытные локомотивы с однофазными коллекторными двигателями на 50 гц [Л. 192] в основном себя оправдали. Но это ничего не меняет в том отношении, что в

заданном пространстве, при прочих равных условиях, при 50 гц не может быть выполнена та же мощность, что при  $16^{2/3}$  гц.

Это обосновывается главным образом тем, что для э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  при 50 гц допустимым является лишь незначительно большее значение, чем при  $16^{2/3}$  гц. При том же значении  $\mathcal{E}_R$ , по ур. (9), при прочих равных условиях ( $v_K, t_K$ ), напряжение на якоре получается равным только  $1/3$  напряжения при  $16^{2/3}$  гц. При той же мощности и скорости вращения ток якоря, следовательно, должен был бы быть в три раза большим, чем при  $16^{2/3}$  гц, и двигатель имел бы значительно более длинный коллектор. Из-за большей индуктивности короткозамкнутых щетками секций якоря при 50 гц (см. разд. А7а), правда, может допускаться несколько большее значение  $\mathcal{E}_R$ , чем при  $16^{2/3}$  гц (примерно на 15% больше).

Если, как это обычно бывает у тяговых двигателей на  $16^{2/3}$  гц, принята одноходовая петлевая обмотка, поток на полюс может составлять от потока на полюс при  $16^{2/3}$  только около  $1/3$  [ур. (265а)]. Это может достигаться при одноходовой петлевой обмотке посредством уменьшения длины железа и увеличения числа пар полюсов. Но с увеличением числа полюсов становится меньше полюсное деление, из-за чего падает отношение  $\alpha = b/\tau$  и машина хуже исползуется. При очень малом полюсном делении по окружности коллектора нельзя также надежно установить щеткодержатели.

Если желательно получить большую длину якоря при большем полюсном делении, то якорную обмотку нужно принимать д в у х о д о в о й петлевой обмоткой. Поток на полюс тогда может составлять  $2/3$  от такового при  $16^{2/3}$  гц. Соотношение мощностей при 50 и  $16^{2/3}$  гц и том же габарите можно оценивать примерно как 0,7. Соответственно это сказывается также на весе, приведенном к единице мощности. Для оценки полного веса электрического оборудования локомотива нужно, конечно, обратить внимание на то, что веса трансформаторов при 50 гц составляют только около 60% от таковых при  $16^{2/3}$  гц.

Если для компенсации э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  параллельно обмотке добавочных полюсов включается некоторое сопротивление, как это в настоящее время обычно и имеет место при  $16^{2/3}$  гц (разд. В4е), потери в этом сопротивлении при 50 гц сильно возрастают и составляют в большинстве случаев больше 3% номинальной мощности. Они могут быть снижены благодаря применению сложных схем с конденсаторами; практически же они уничтожаются при применении схем по разд. В4b до d, у которых шунтовая обмотка включается к обмоткам якоря или трансформатора без активных сопротивлений.

В пользу двигателя для 50 гц указывается [Л. 18], что при дальнейшем увеличении мощности, которое могло бы быть достигнуто усилением вентиляции, двигателя на  $16^{2/3}$  гц скорее дойдут до границы опасности кругового огня, тогда как этого не следует опасаться для двигателей на 50 гц, поскольку мало напряжение на якоре. Эту опасность, однако, можно было бы устранить и у двигателя при

$16\frac{2}{3}$  гц, если пойти на то, чтобы индутировать в обмотке якоря, кроме э. д. с. вращения, еще некоторую э. д. с. покоя, действующую ей встречно. Это привело бы к использованию двигателя двойного питания (разд. С), который в некотором отношении мог бы получить известное развитие.

Следовало бы еще обратить внимание, что изготовление надежного коллектора при 50 гц из-за очень большой длины затруднительно. Для опытных локомотивов Холлентальской дороги коллектор выполнялся с бандажным кольцом, чтобы препятствовать деформации при высокой скорости вращения [Л. 192].

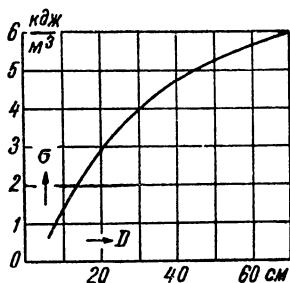
В остальном ход расчета при 50 гц [ $\Phi \approx 0,0115$  в·сек при одноходовой и  $\Phi \approx 0,03$  в·сек при двухходовой петлевой обмотке в ур. (265а)] такой же, как при  $16\frac{2}{3}$  гц, и поэтому нет необходимости здесь на этом дольше останавливаться.

Только если бы удалось допустить для э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  в перекрытых щетками секциях якоря значительно большие значения, нежели  $3\epsilon$ , можно было бы так выполнить двигатель на 50 гц, чтобы он лишь немного уступал двигателю на  $16\frac{2}{3}$  гц. Это было бы, например, возможно, если бы указанное в разд. В5е подразделение щеток находило во всех отношениях технически удовлетворительное и практически надежное решение.

#### 4. Репульсионные двигатели

Однофазный двигатель потерял значение для других приводов, кроме тяговых устройств, после того как известного совершенства достигли трехфазные коллекторные двигатели и питающие сети почти исключительно стали сетями трехфазными. Однако репульсионный двигатель с регулированием сдвигом щеток из-за простоты пусковых устройств часто применяется в крановых установках. Поэтому желательно остановиться на проектировании этих двигателей, поскольку оно отличается от проектирования обычного последовательного двигателя.

Основанием для выбора главных размеров является представленное на фиг. 186 в зависимости от диаметра  $D$  ротора среднее удельное окружное усилие (см. разд. IIE2, т. I и [Л. 9а], разд. IIIC2)



Фиг. 186. Удельное окружное усилие  $\sigma$  в зависимости от диаметра  $D$  для репульсионных двигателей.

$$\sigma = \frac{1}{\pi^2} \frac{N}{nD^2 t_i} \quad (281)$$

для выполненных репульсионных двигателей. Фиг. 186 действительна при частоте

50 гц для машин с умеренной вентиляцией для кратковременного режима, а для машин с очень сильной вентиляцией также для длительного режима. При этом в качестве  $N$  для простоты подставляется полезная мощность на валу машины. У регулируемых

двигателей следует подставлять для  $N/n$ , смотря по обстоятельствам, наибольшее встречающееся отношение мощности к скорости вращения. Наибольшая скорость вращения, принимая во внимание хорошее уничтожение искрения, не должна превосходить примерно на 20% синхронную. При малых мощностях число пар полюсов обычно выбирается  $p = 2$ . С возрастанием мощности его нужно выбирать бóльшим; наибольшая выполнимая мощность на пару полюсов ( $N/p$ ), очевидно, лежит около 26 *квт*.

Обмотка статора обычно выполняется таким образом, чтобы она занимала несколько больше  $\frac{2}{3}$  окружности якоря, до примерно 0,75, причем с учетом насыщения в зубцах давала кривую поля, не слишком отличающуюся от синусоидальной формы.

Воздушный зазор между статором и ротором не должен быть слишком мал, чтобы не получался слишком малым щеточный угол  $\alpha$  при номинальной нагрузке. Однако он не может также выбираться слишком большим, потому что в противном случае, особенно при малых скоростях вращения, сильно ухудшается коэффициент мощности. Индукция в воздушном зазоре по оси статорной обмотки лежит примерно между 4500 и 7000 *гс*. Намагничивающий ток по оси статора составляет около 0,25 до 0,5 номинального тока. Если двигатель должен использоваться также для рекуперативного торможения, согласно разд. F7, желателен возможно более пологий ход магнитной характеристики. Тогда величину воздушного зазора следует выбирать относительно малой, а насыщение железа достаточно большим.

Обмотку ротора при регулировании посредством сдвига всех щеток целесообразно выбирать таким образом, чтобы кривая возбужденного поля приближалась к синусоидальной форме для уничтожения добавочных полей в коммутационной зоне, которые увеличивают э. д. с. искрения. Особенно полезны двойные щетки при хордовой обмотке (см. фиг. 2, d).

Э. д. с. искрения между смежными коллекторными пластинами при щеточном перекрытии  $\beta = b/t_K = 2$  при работе по возможности не должна превосходить 2,5 *в*. Для кратковременного пуска допускается примерно до 5 *в*. При пренебрежении э. д. с. коммутации фиг. 92 дает представление о возникающей при работе э. д. с. искрения. Э. д. с. покоя при неподвижном состоянии и в положении щеток при холостом ходе ( $\alpha = 90^\circ$ ) по кривым на фиг. 92 при  $U = 110$  *в* составляет  $\mathcal{E}_R \approx 1,9$  *в*. У больших двигателей для уменьшения э. д. с. коммутации следует применять хордовую обмотку с двойными щетками.

Расчет рабочих величин по разд. D3с при синхронной скорости вращения удовлетворительно совпадает с опытом (см. разд. D4a). Влияние токов в перекрытых щетками секциях ротора, которое при других скоростях вращения становится заметным, можно оценивать по разд. D4d, если не имеется более точных данных о реакции этих токов и о развиваемом ими добавочном вращающем моменте. То же справедливо и для пускового момента и перегрузочной способности.

На деталях расчета здесь нет надобности подробнее останавливаться, поскольку в той мере, в которой они отличаются от расчета асинхронных машин (т. IV), они подробно рассматривались нами в разд. D3 и 4. В сложных случаях при проектировании репульсионных двигателей во многом основываются на опытных данных.

## К. ПРИМЕР РАСЧЕТА ТЯГОВОГО ДВИГАТЕЛЯ $16\frac{2}{3}$ *гц*

В качестве примера расчета тягового двигателя на  $16\frac{2}{3}$  *гц* может служить двигатель, спроектированный автором совместно с MSW. Он был предназначен для легкого товарного и пассажирского локомотива Vo — Vo с одиночным приводом и опорноосевой подвеской, который был сначала предоставлен в распоряжение государственной железной дороги в качестве опытного локомотива. Он должен был заменить прежние локомотивы 1B — 1B благодаря получению

более дешевой конструкции и расширению диапазона мощностей [Л. 194 и 196]. В основу расчета двигателя были положены следующие требования:

Длительная мощность 405 <i>квт</i> при 1070 <i>об/мин</i> , 369 <i>кгм</i>	} без механических потерь
Часовая мощность 433 <i>квт</i> при 910 <i>об/мин</i> , 462 <i>кгм</i>	
Пусковая мощность 294 <i>квт</i> при 382 <i>об/мин</i> , 755 <i>кгм</i>	
Наибольшая скорость вращения 1530 <i>об/мин</i>	

Двигатели должны были, однако, выполняться таким образом, чтобы они кратковременно могли развивать еще большие вращающие моменты. <sup>1</sup> \*

## Основные размеры

На фиг. 187 представлены поперечный и продольный разрезы двигателя [Л. 194]. Внешний диаметр железа статора получается по условиям встраивания  $D_a = 93,5$  *см* и диаметр якоря на основании расчета вариантов  $D = 70,4$  *см*, длина пакета листов якоря  $l_A = 35$  *см* и число пар полюсов  $p = 5$ ; следовательно, полное деление  $\tau = 22,1$  *см*. Это число пар полюсов и размеры получились также и при окончательном расчете, для которого на фиг. 188 указаны сечения по листам. Они были положены в основу в последующем при выборе обмоток и пазов двигателя.

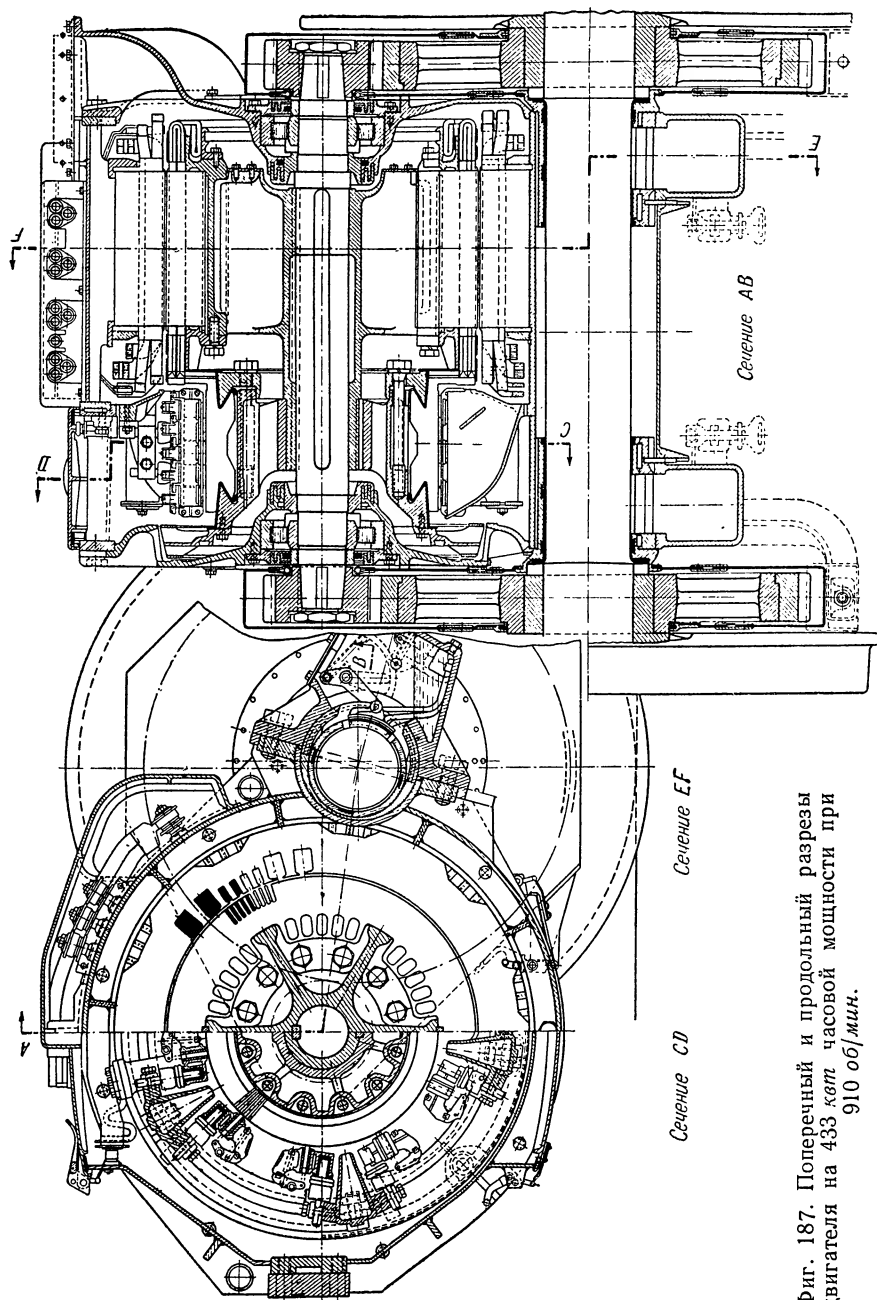
Для окружной скорости якоря получается при длительной скорости вращения и наибольшей скорости вращения  $v_A = 39,4$ ,  $v_{A \max} = 56,4$  *м/сек*. Диаметр коллектора по разд. J1с мы принимаем  $D_k = 51$  *см*, причем окружные скорости при длительной и наибольшей скоростях вращения получаются  $v_K = 28,5$  и  $v_{K \max} = 40,9$  *м/сек*. Таким образом, наибольшие окружные скорости лежат еще значительно ниже тех значений, которые мы приняли с учетом конструкции и изготовления в качестве крайних предельных значений (разд. J1с). Для уменьшения помех в телефонной связи (разд. J1е) якорь выполняется со скошенными пазами, а именно на одно зубцовое деление на всю длину якоря.

Ширина щеток, как правило, принимается у тяговых двигателей  $b = 12,5$  *мм*. На каждый полюс располагается по 5 щеток с контактной поверхностью по  $5 \cdot 1,25 = 6,25$  *см²*.

<sup>1</sup> То, что двигатели это обеспечивали при безукоризненной коммутации и незначительном износе щеток, было установлено по данным эксплуатации, которая привела к последующим заказам государственной дорогой тех же двигателей [Л. 195, стр. 228; 196, стр. 6].

\* В современных однофазных коллекторных тяговых двигателях как на 16 <sup>2</sup>/<sub>3</sub> и на 25 *гц*, так и на 50 *гц* достигнуты значительно больше мощности в часовом режиме [РЛ. 3 до 13], что видно из таблицы (Прим. ред.)

Частота, <i>гц</i>	Тип двигателя	Фирма	Электровоз	Страна	Мощность часовая, <i>квт</i>	Напряжение, <i>в</i>	Число полюсов	Диаметр втулки коллектора, <i>мм</i>	Примечание	Литература (РЛ)
16 <sup>2</sup> / <sub>3</sub>	ELM-983	BBC	E 10002	ФРГ	800	428	14	1250	—	7
16 <sup>2</sup> / <sub>3</sub>	EKB-895	AEG	E 10004	ФРГ	860	504	14	1250	—	5,6
25	GEA-632	GE	GGI	США	480	380	16	1016	—	8
50	MS-92	Jeumont	BB 13000	Франция	697	310	18	1250	петушки сопротивления а-2р	11, 12, 13
50/16 <sup>2</sup> / <sub>3</sub>	MFO-20	Oerlikon	BB 30001	Франция	844	283/246	20	1250	якорь тандем	9, 10
50/16 <sup>2</sup> / <sub>3</sub>	WB-1140	Elin	30002	Швейцария	2×257,5	2×230/2×183	12	1350		3,4
50/16 <sup>2</sup> / <sub>3</sub>	ZM-515		BB 10500	Австрия						

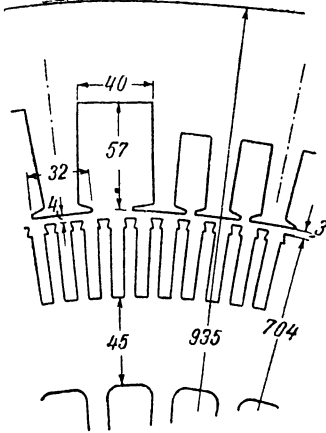


Фиг. 187. Поперечный и продольный разрезы двигателя на 433 кет часовой мощности при 910 об/мин.



## 2. Обмотка якоря

**а. Пазы и обмотка.** Обмотка якоря выполняется обычным образом, как односторонняя петлевая обмотка. Коллекторное деление получается при  $\beta = 2,2$  (разд. J1с) как  $t_K = 12,5/2,2 = 5,7$  мм и при этом число пластин  $k \approx 51 \cdot \pi / 0,57 = 281$ . Для того чтобы могло быть выполнено желаемое последовательное соединение проводников компенсационной обмотки, это число пластин может рассматриваться только как приблизительное.



Фиг. 188. Сечение по листам двигателя (см. также фиг. 202, а до d).

Если мы примем, как видно на разрезе фиг. 188, по 4 компенсационных паза на полюс и поместим в каждом компенсационном пазу и пазах между главным и добавочным полюсами по одному проводнику компенсационной обмотки, то при последовательном соединении всех проводников компенсационной обмотки полный ток на одну магнитную цепь получится  $6I$ . Для полного тока якоря при бесконечно узких щетках мы получаем:

$$\Theta_{A_0} = \frac{2kI}{4ap} = \frac{k}{50} \cdot I. \quad (282)$$

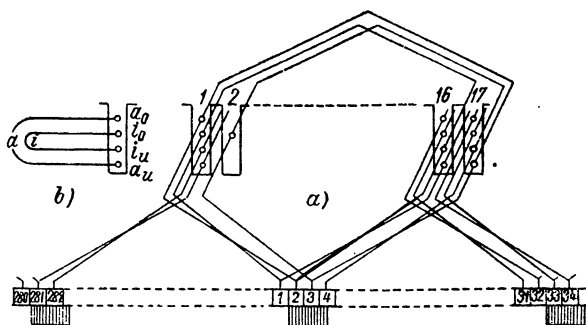
Из-за перекрытия части секций щетками полный ток якоря будет несколько меньше. Если мы оценим  $\Theta_A \approx 0,95\Theta_{A_0}$ , то получим, если полный ток якоря должен быть равен суммарному полному току компенсационной обмотки, число пластин из уравнения:

$$0,95 \frac{k}{50} I = 6I, \quad (283)$$

т. е.  $k \approx 316$ . Для обмотки якоря в данном случае могут рассматриваться только  $6 \cdot (u = 3)$  или  $4 \cdot (u = 2)$  проводника в пазу. Если для  $u = 3$  мы примем  $N = 105$  пазов, то  $N/p = 21$ , т. е. еще не слишком малое. Тогда  $k = 315$ ,  $t_K = 5,09$  мм и при ширине щетки  $b = 12,5$  мм  $\beta = b/t_K = 2,46$ . При  $N = 155$  при  $u = 2$  будет  $N/p = 31$ ,  $k = 310$ ,  $t_K = 5,16$  мм,  $\beta = 2,42$ . Для  $\beta$  получается сравнительно большое значение, но которое является еще вполне допустимым. Для этих чисел пазов и коллекторных пластин мы уже в разд. J1f исследовали э. д. с. коммутации при различной ширине секций и различных расположениях проводников в пазу и нашли, что, принимая во внимание коммутацию и малую ширину коммутационной зоны, заслуживает предпочтения обмотка с 4 проводниками в пазу. С другой стороны, мы показали в разд. J2с, что обмотка с 4 проводниками в пазу при том же токе якоря дает значительно меньшие максимальные температуры, если она выполняется как четырехслойная обмотка по фиг. 176,е. Эта обмотка с  $N = 155$  пазов (см. также фиг. 189,а) и была поэтому выбрана для нашего тягового двигателя. Размеры пазов и проводников указаны на фиг. 202, d.

**в. Э. д. с. коммутации.** Рассчитаем теперь э. д. с. коммутации для выбранной обмотки. Сначала определим по разд. II M1а, т. I, имеющие определяющее значение для коммутации магнитные проводимости паза. Обозначим проводники по фиг. 189, b через  $a_u$ ,  $i_u$ ,  $i_o$ ,  $a_o$ . Проводники  $a_u$  и  $a_o$  принадлежат «внешним» секциям, которые лежат проводниками  $a_u$  на дне паза (нижние) и  $a_o$  у открытия паза (верхние); они образуют по фиг. 178, b «длинные» секции ( $\eta' = 16$ ). Проводники  $i_u$  и  $i_o$  принадлежат «внутренним» секциям — «короткие» секции ( $\eta' = 15$ ). Магнитную проводимость самоиндукции внутренней секции мы получим по разд. II M1а, т. I, как  $\lambda_{si} = \lambda_{i_u} + \lambda_{i_o} = 3,77 + 2,51 = 6,28$ , а внешней секции

как  $\lambda_{sa} = \lambda_{a_u} + \lambda_{a_o} = 4,78 + 1,26 = 6,04$ . Кроме того, мы пользуемся еще магнитными проводимостями взаимной индукции между отдельными проводниками.

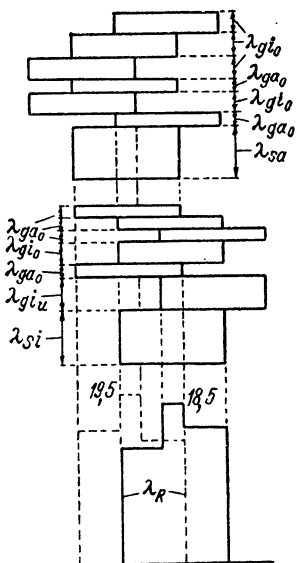


Фиг. 189. Обмотка-якоря двигателя.

Магнитная проводимость между проводником  $a_s$  и каждым из остальных проводников (или наоборот)  $\lambda_{ga_o} = 1,42$ , между  $i_o$  и лежащими под ним проводниками (или наоборот)  $\lambda_{gi_o} = 2,66$  и между проводниками  $i_u$  и  $a_u$  будет  $\lambda_{gi_u} = 3,93$ . С этими магнитными проводимостями мы получаем изложенным в разд. IIIB8с, т. I, способом определенную на фиг. 190 результирующую магнитную проводимость  $\lambda_R$  для обеих секций, которые одной стороной лежат в одном и том же пазу. Сплошная кривая с максимальным значением  $\lambda_{R\max} = 18,5$  соответствует коротким секциям, а штриховая с  $\lambda_{R\max} = 19,5$  длинным секциям; среднее значение будет  $\lambda_m = 15,5$ .

Рассчитаем теперь соответствующую этой результирующей магнитной проводимости часть э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_N$ , которая вызывается потоком поперек паза, при токе якоря  $I = 1400$  а и скорости вращения  $n = 1070$  об/мин. По магнитной проводимости  $\lambda_R$  мы получаем по ур. (617), т. I, индуктивность  $L_N = 0,4 \cdot \pi \cdot l_i \cdot \lambda_R \cdot 10^{-8} = 44 \cdot 10^{-8} \lambda_{R\text{эп}}$  и при этом с окружной скоростью коллектора  $v_K = 2860$  см/сек и шириной щетки  $b = 1,25$  см по ур. (616) и (635а), т. I,  $\mathcal{E}_N = 0,64 \cdot 10^6 L = 0,282 \lambda_R$  в. При  $\lambda_m = 15,5$  мы получаем  $\mathcal{E}_{Nm} = 4,37$  в, при  $\lambda_{R\max} = 19,5$ ,  $\mathcal{E}_{N\max} = 5,50$  в.

Другую часть  $\mathcal{E}_S$  э. д. с. коммутации, которая вызывается полем рассеяния лобовых частей, мы рассчитаем по разд. IIIB9, т. I. По ур. (634), т. I, получим  $L_{S\text{mitt}} = 1,08 \cdot 10^{-8}$  гн и при этом при  $I = 1400$  а и  $n = 1070$  об/мин  $\mathcal{E}_S = 0,69$  в. На фиг. 180, сверху нанесена сумма  $\mathcal{E}_W = \mathcal{E}_N + \mathcal{E}_S$ , которая представляет собой э. д. с. коммутации для каждой из двух секций по ширине коммутационной зоны, совместно с определенной по разд. 5а э. д. с. вращения  $\mathcal{E}_B$  (сплошная), индуктированной коммутирующим полем. Разность  $\mathcal{E}_W - \mathcal{E}_B$  представляет собою получающееся остаточное напряжение.



Фиг. 190. Определение результирующей магнитной проводимости  $\lambda_R$  паза; ———— короткие, — — — — — длинные секции.

Ширина коммутационной зоны получается по фиг. 180,  $c$  и по ур. (587), т. 1, одинаковой и равной 24,4 мм. Наконечник добавочного полюса выбран шириной 32 мм.

### 3. Обмотка статора и пазы статора

Число витков компенсационной обмотки мы имели возможность установить уже в разд. 2а. Основная часть компенсационной обмотки с 4 проводниками на полюс размещается в 4 пазах главного полюса; остальные два проводника, требуемые при последовательном соединении всех проводников на полюс, лежат по одному в пазах между главным и добавочным полюсом. При последовательном соединении всех проводников компенсационной обмотки обмотка якоря полностью компенсируется в середине коммутационной зоны. Для обмотки добавочных полюсов, согласно разд. 5а, чтобы уничтожить э. д. с. коммутации, необходим только один проводник на полюс. Но так как сопротивлением, параллельным обмотке добавочных полюсов, должно устанавливаться сдвинутое по фазе коммутирующее поле, которое уничтожает при некотором определенном режиме нагрузки также и э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$ , то у нашего двигателя предусмотрено два проводника на полюс для обмотки добавочных полюсов.

Число витков обмотки возбуждения получается из магнитной характеристики, которая может быть рассчитана только после окончательного выбора пазов двигателя. Размеры пазов получаются по примерно подходящим магнитным напряжениям при часовом режиме. При этом э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  не должна быть значительно больше, чем 3 в, т. е.  $\Phi \approx 0,0405$  в·сек, причем характер изменения потока во времени может приниматься синусоидальным. На основании многочисленных пробных расчетов были выбраны размеры пазов на фиг. 188, при которых в разд. 4 рассчитывается «характеристика постоянного тока»  $\Phi(\theta)$ . Отсюда мы определили в разд. А5 «характеристику переменного тока» и приняли в качестве основной для нашего двигателя характеристику  $d$  на фиг. 11, которая представляет собою  $\Phi_{\text{eff}}(\theta)$ . Из этой кривой мы получаем при  $\Phi_{\text{eff}} = 0,0405/\sqrt{2} = 0,0286$  в·сек эффективное значение полного тока  $\theta \approx 5900$  а обмотки возбуждения на магнитную цепь. Если мы примем при последовательном соединении всех проводников обмотки возбуждения 2 витка на полюс, то ток будет, следовательно,  $I = 5900/4 = 1475$  а. При этом вращающий момент, при котором возникает  $\mathcal{E}_R \approx 3$  в, по ур. (17'с) будет 430 ксм.

Поперечные сечения проводников обмоток статора указаны на фиг. 202, а до с. При выборе этих поперечных сечений в пазах между главным и добавочным полюсом учитывалось, что в рабочем соединении сопротивление включается параллельно обмотке добавочных полюсов и части компенсационной обмотки, лежащей в пазах добавочных полюсов (см. разд. В4еб). Подразделение поперечного сечения на отдельные шины принимается из соображения возможного уменьшения добавочных потерь в меди, которые мы рассчитаем в разд. 6.

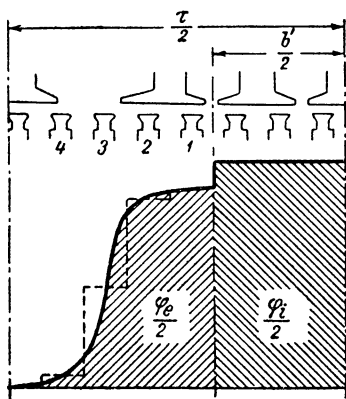
### 4. Магнитная характеристика главной цепи

**а. Цепь якоря без тока.** Примем сперва, что обмотки якоря, компенсационная и добавочных полюсов, обесточены, т. е. рассчитаем характеристику холостого хода. При этом мы должны рассматривать отдельно крайние зубцы (индекс  $e$ ) главного полюса и остальные (индекс  $i$ ). В основу расчета мы положим кривые намагничивания для обычной электротехнической стали (т. II).

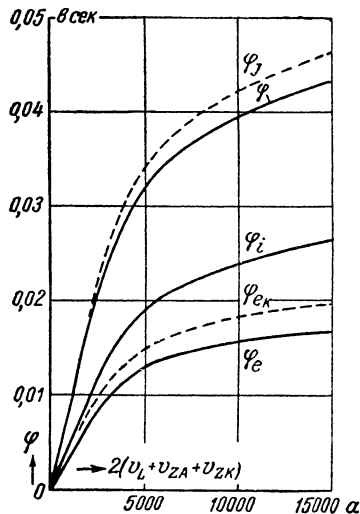
Расчет потока  $\Phi_i$  (фиг. 191) не встречает никаких затруднений. Поверхности якоря и главного полюса мы представляем себе известным способом замкнутыми гладкими поверхностями с расстоянием между ними  $\delta' = k_{CA} k_{C\gamma} \delta = 1,244 \cdot 1,031 \delta \approx 1,3\delta$ . Поверхности на длине дуги  $b'$  (фиг. 191) являются потенциальными поверхностями с расстоянием  $\delta' = 1,3 \cdot 0,3 = 0,39$  см; таким образом, средняя индукция в зазоре на зубцовом делении статора и при вращающемся якоре постоянна, а зубцы насыщены одинаково. Зубцовые магнитодвижущие

силы  $v_{ZA}$  и  $v_{ZK}$  следует рассчитывать известным способом. Определенный в зависимости от  $2(v_L + v_{ZA} + v_{ZK})$  поток  $\Phi_i$  представлен на фиг. 192.

Труднее расчет характеристики для  $\Phi_e$ , особенно потому, что воздушный зазор под крайними зубцами по фиг. 188 и 193 несколько возрастает (см. разд. Jlg). Магнитная проводимость воздушного зазора для полезного потока была определена из картины поля (фиг. 193). Из-за увеличения воздушного зазора под крайними зубцами поток здесь не равномерно распределяется по лежащим под ними зубцам якоря. Магнитодвижущие силы соседних зубцов якоря должны быть поэтому различными. Поверхность головки зуба статора из-за возникающих в узких остриях крайних зубцов высоких напряженностей не является потенциальной поверхностью. Расширение крайнего зуба по направлению к добавочному полюсу почти не сказывается. Если эти явления не принимать во внимание при расчете, то получились бы заметные ошибки, так как крайние зубцы проводят значительную долю полного потока, примерно 40%.



Фиг. 191. Средняя индукция под главным полюсом.

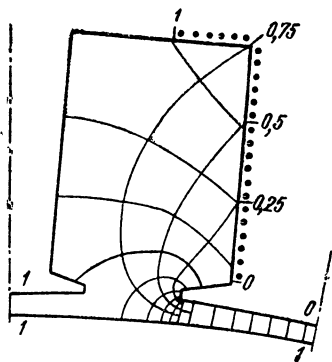


Фиг. 192. Отдельные потоки и полный поток  $\Phi$  в зависимости от  $2(v_L + v_{ZA} + v_{ZK})$ .

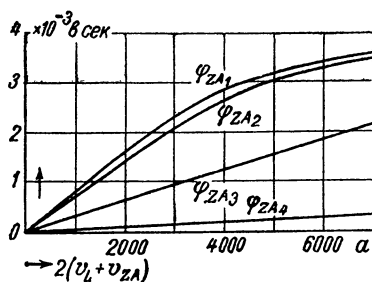
Для учета влияния магнитодвижущей силы в зубцах якоря можно для расчета положить в основу представленное на фиг. 191 расположение зубцов якоря относительно крайнего зуба. Из картины поля для каждого зуба якоря  $x$  ( $x = 1, 2, 3$  и  $4$ ), лежащего в зоне действия крайнего зуба, получают магнитную проводимость воздушного зазора, который проводит поток  $\Phi_{ZA_k}$ , входящий в соответствующий зубец якоря. Магнитная проводимость пропорциональна числу единичных трубок  $m_x$ . По  $\Phi_{ZA_k} = 0,4\pi m_x l v_{L_k}$  [см. ур. (24), т. I] рассчитывают как магнитодвижущую силу воздушного зазора  $v_{L_k}$  для зуба  $x$ , так и магнитодвижущую силу зубцов. Таким образом получают для рассматриваемых зубцов якоря характеристики  $\Phi_{ZA_k} = f(v_L + v_{ZA})$  на фиг. 194, причем разделение  $(v_L + v_{ZA})$  на  $v_{L_k}$  и  $v_{ZA_k}$  для отдельных зубцов различно. Практически корни этих зубцов имеют равный потенциал. Если мы будем рассматривать поверхность крайнего зуба приближенно как потенциальную поверхность, то суммирование 4-х характеристик на фиг. 194 даст полный входящий в крайний зубец (статора) полезный поток  $\Phi_e/2$  в зависимости от магнитной разности потенциалов  $v_L + v_{ZA}$  между поверхностью крайнего зуба и корнем зуба якоря.

Упомянутое уже возникновение высоких индукций в остриях крайних зубцов имеет следствием то, что сумма 4-х потоков зубцов ротора как функция от  $2(v_L + v_{ZA})$  дает завышенное значение потока  $\varphi_e/2$ , так как мы приняли поверхность головок крайних зубцов за поверхность уровня. Поэтому от каждой суммы делаем вычитание, которое по приближительным расчетам при наибольших магнитодвижущих силах на фиг. 194 составляет до 10%.

При расчете магнитодвижущей силы в шейке крайнего зубца мы должны учитывать еще добавочную магнитную напряженность из-за потока рассеяния. Вызванный полным током главного полюса поток рассеяния  $\varphi_s$  дополнительно нагружает оба крайних зубца главного полюса. Мы можем определить его с помощью магнитной проводимости  $\lambda_N$  (т. I, разд. ПМ1) или, если  $m_s$  есть число трубок рассеяния, определенное из картины поля фиг. 193 (т. I, разд. ПГ4b), положить  $\varphi_s \approx 0,4\pi m_s l_i(v_L + v_{ZA})$ . При этом можно, исходя из  $\varphi_e$  при  $\varphi_{eK}/2 = \varphi_e/2 + \varphi_s/2$ , рассчитать с достаточной точностью напряженность и магнитодвижущую силу в крайних зубцах. При этом нельзя пренебрегать разгрузкой зубцов из-за потока в параллельных пространствах пазов и изоляционных про-



Фиг. 193. Картина поля при холостом ходе.



Фиг. 194. Потоки в зубцах 1 до 4 на фиг. 191 в зависимости от  $2(v_L + v_{ZA})$ .

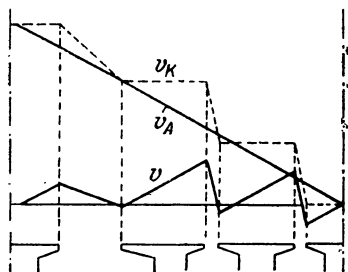
кладок между листами (т. I, разд. ПГ3). Мы получаем, наконец, полезный поток  $\varphi_e$  и поток в крайних зубцах  $\varphi_{eK}$  как функцию от  $2(v_L + v_{ZA} + v_{ZK})$  на фиг. 192.

Если мы просуммируем нанесенные на фиг. 192 характеристики  $\varphi_e$  и  $\varphi_i$ , то получим сильнее выделенную кривую  $\varphi = f[2(v_L + v_{ZA} + v_{ZK})]$ , которая представляет собой полный поток в воздушном зазоре как функцию магнитодвижущей силы между корнями зубцов статора и ротора. Корни внутренних и крайних зубцов имеют практически одинаковый магнитный потенциал, точно так же и корни зубцов ротора практически равнопотенциальны;  $\varphi_j$  представляет собою поток в ярме над большим пазом. Расчет магнитодвижущих сил в ярме ( $v_j$ ) и сердечнике якоря ( $v_A$ ) не представляет никаких трудностей. Их сумма составляет лишь менее процента полной магнитодвижущей силы по контуру (см. разд. с, табл. 6).

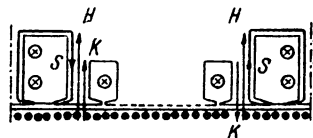
При этом исследовании мы полагали, что середина одного паза якоря совпадает с серединой внешнего компенсационного паза (фиг. 191). В другом предельном положении якоря, в котором средняя линия некоторого зубца якоря совпадает со средней линией компенсационного паза при равных магнитодвижущих силах в крайнем зубце и компенсационном зубце поток зубца ротора разделялся бы пополам на оба статорных зубца. Из-за повышенного насыщения крайнего зубца он будет, однако, разгружаться, благодаря чему поток несколько увеличивается. Принятое на фиг. 191 положение якоря таким образом

должно давать известный запас в расчете потока  $\Phi$ . Этот расчет поэтому может применяться также для скошенных пазов.

**б. Влияние тока в цепи якоря.** Обмотки якоря и компенсационная в средней плоскости пакета железа дают кривые возбужденного поля  $v_A$  и  $v_K$ , представленные на фиг. 195. При этом для  $v_A$  подставлено среднее значение при вращающемся якоре (разд. III B7а, т. I), а для  $v_K$  принято, что компенсационная обмотка равномерно размещена по ее прорезам пазов. Разность этих двух кривых дает сильнее выделенную результирующую кривую  $v$ , которая при пренебрежении магнитодвижущей силой в железе представляет собой кривую поля, созданную якорной и компенсационной обмотками. Для плоскостей по концам пакета железа мы получим соответствующие кривые  $v$  путем сдвига  $v_A$  относительно  $v_K$  на половину пазового деления якоря, благодаря чему кривая  $v$  для одной торцевой плоскости несколько повысится, а для другой несколько понизится. Очевидно, что компенсация получается неполной, и вызывается добавочное поле, которое увеличивает возбужденный полным током главного полюса полезный поток на одной стороне (в основном в крайнем зубце), а на другой стороне его умень-



Фиг. 195. Кривые поля, возбужденного якорной и компенсационной обмотками.



Фиг. 196. Потоки в крайних зубцах.

шает. Это имеет следствием (из-за магнитодвижущих сил зубцов) незначительное ослабление полного потока, которое, однако, как показывает более точное исследование, составляет менее 1%.

Проводники компенсационной обмотки и обмотки добавочных полюсов, лежащие в пазу между главным и добавочным полюсами, возбуждают поля рассеяния ( $S$  на фиг. 196), которые опять уменьшают индукции в крайних зубцах главных полюсов, в которых напряженность из-за главного поля ( $H$ ) усиливалась перекомпенсацией ( $K$ ), в то время как в других крайних зубцах получается обратная картина. Таким образом, перекомпенсация и поток рассеяния противодействуют друг другу; более точное исследование показывает, что вместе они не оказывают заметного влияния на поток  $\Phi$ .

Напротив, мы должны учитывать еще наложение потоков главных и добавочных полюсов в ярме статора (см. разд. III C1, т. I). В сердечнике якоря это влияние мы можем не принимать во внимание, поскольку коммутрующий поток и поток рассеяния якоря там в значительной степени взаимно уничтожаются. Если  $b_j$  есть расчетная индукция, вызванная потоком главного полюса, а  $b_{WJ}$  — индукция, вызванная потоком добавочного полюса, которые будут определены нами в разд. 5б, то в ярме цепи главных полюсов возникают результирующие индукции  $b'_j = b_j - b_{WJ}$  и соответственно  $b'_j = b_j + b_{WJ}$ , в связи с чем теперь магнитодвижущая сила ярма получается  $v'_j = (h'_j + h''_j) L_j / 2$  [ур. (64б), т. I].

**с. Сопоставление.** В табл. 6 сопоставлены основные величины магнитных характеристик для длительного, часового и пускового моментов. Длина ярма статора принята при этом 12 см, в сердечник якоря включена только радиальная глубина до вентиляционных отверстий (см. фиг. 188).

Если мы прибавим к  $2(v_L + v_{ZA} + v_{ZK})$  на фиг. 192 еще  $v_J + v_A$ , то получим характеристику холостого хода (цепь якоря без тока); если прибавим к  $2(v_L + v_{ZA} + v_{ZK})$  еще  $v'_J + v_A$ , то получим характеристику  $\Phi(\vartheta)$ , действительную для двигателя при нагрузке, которая лишь незначительно отличается от характеристики холостого хода. Эта характеристика, которая соответствует мгновенным значениям потока и полного тока, была уже для нашего дви-

Таблица 6

Магнитная характеристика главной цепи

Вращающий момент в кгм		$M_d = 369$	$M_h = 462$	$M_a = 755$
$\Phi$	} в в · сек	0,0379	0,0396	0,0429
$\Phi + \Phi_s$		0,0406	0,0423	0,0460
$B_L$ в гс		7500	7890	8650
$B'_{i \max}$	} кажушиеся максимальные значения (корень зубца)	19200	20200	22200
$B'_{e \max}$		24100	25300	28200
$B'_{AZ \max}$		22800	23900	26200
$B_J$		11900	12400	13500
$B_A$		13000	13600	14700
$2v_L$	} максимальные значения в а	4680	4920	5390
$2v_{ZK}$		690	970	1870
$2v_{ZA}$		3090	4140	7030
$v_A$		150	190	320
$v'_J(v_J)$		110(70)	140(90)	350(130)
$\vartheta_{\max}$		8720	10360	14960
$i_{\max}$		2180	2590	3740

гателя представлена на фиг. 11 и названа там «характеристикой постоянного тока». Из этой характеристики мы получаем по разд. А5 магнитную «характеристику переменного тока»  $\Phi_{\text{eff}}(I)$ , которая была определена там для нашего двигателя.

**д. Кривая поля.** В нижней части фиг. 191 представлена кривая поля при холостом ходе для  $i_{\max} = 1980$  а, соответствующего  $I = 1190$  а, и вращающего момента  $M = 325$  кгм, т. е. несколько меньшего, чем длительный момент. При этом ниже области  $b'/2$  указана средняя индукция  $B$  по каждому пазовому делению статора. Под крайним зубцом каждый раз нанесено среднее значение нормальной составляющей индукции в воздушном зазоре над зубцовым делением ротора (штриховая ступенчатая кривая), как оно получается при положении якоря, которое было положено в основу расчета в разд. а. При вращающемся якоре примерно получается сильно выделенная средняя кривая поля. Скачок средней индукции на границе внутренних и крайних зубцов является следствием раздельного расчета для внутренних и крайних зубцов (высокая магнитная напряженность крайних зубцов!). В действительности, конечно, кривая проходит непрерывно. Полный поток  $\Phi = \Phi_i + \Phi_e$ .

Как мы показали в разд. б, кривая поля на фиг. 191 справедлива, в основном, и тогда, когда цепь обтекается током и если пазы ротора скошены на одно пазовое деление якоря относительно пазов статора. Этот скос не имеет также заметного влияния на поток, который определяет развиваемый двигателем вращаю-

щий момент и индуцируемую посредством вращения э. д. с.  $E$  в якорной обмотке, поскольку доля потока, которая проникает в коммутационную зону, исчезающе мала по сравнению с полным потоком.

Расчетная полюсная дуга по ур. (228 а), т. I, получается  $b_i = \Phi / B_L l_i$ . Для  $i_{\max} = 2300$  а ( $M = 400$  ксм)  $\Phi = 0,0384$  в·сек,  $B_L = 7600$  гс, следовательно,  $b_i = 14,45$  см и при этом  $\alpha = b_i / \tau = 0,653$ . При  $b' = 3t_1$  можно также, как показывает простой расчет, записать  $b_i = b' / (1 + \Phi_c / \Phi_i)$ . При незначительных насыщениях  $b_i$  будет несколько больше, а предельное значение, определенное из картины поля фиг. 193, будет тогда  $\alpha = \frac{b_i}{\tau} = \frac{m_e \delta_0 + b'}{\tau} = \frac{2,8,3,0,39 + 8,7}{22,12} =$

$= 0,686$ . При лучшем расположении компенсационных пазов, которое позволяет выровнять нагрузки крайних и внутренних пазов (см. разд. 9б), предельное значение  $\alpha = 0,686$  может получаться и при более высоких насыщениях. Дальнейшее увеличение возможно только при расширении главного полюса в предположении, что путем придания ему соответствующей формы высокие индукции в остриях крайних зубцов могут быть снижены.

## 5. Цепь добавочных полюсов

**а. Кривая поля.** Кривую поля в области коммутационной зоны можно определить (по разд. IГ2а, т. I), с известным приближением, из картины поля. Сначала мы рассчитаем необходимую для благоприятной коммутации дополнительную составляющую полного тока добавочного полюса сверх полного тока якоря и компенсационной обмотки.

В разд. 2б мы рассчитали действующее значение  $\mathcal{E}_w$  э. д. с. коммутации при действующем токе якоря  $I = 1400$  а и скорости вращения  $n = 1070$  об/мин ( $v_A = 3940$  см/сек). Если мы определим среднее значение в течение периода короткого замыкания, то получим  $\mathcal{E}_{wm} = \mathcal{E}_{Nm} + \mathcal{E}_S = 5,06$  в и отсюда среднее мгновенное значение

$$\mathcal{E}_{wm} = \frac{5,06}{3940 \cdot 1400} \cdot v_A i = 91,8 \cdot 10^{-8} v_A i. \quad (284)$$

При этом мы рассчитаем среднее значение требуемой индукции в воздушном зазоре в области коммутационной зоны как

$$b_{wm} = \frac{\mathcal{E}_{wm} \cdot 10^8}{2l_i v_A} = 1,31 \cdot i \text{ [гс]}, \quad (285)$$

где  $i$  нужно подставлять в амперах. В этом разделе мы увидим, что кривая поля в середине добавочного полюса сильно седлообразна (сильнее выделенная сплошная кривая  $a$  на фиг. 199, а) так, что среднее значение индукции коммütующего поля в нашем случае получается примерно в 1,12 раза больше, чем индукция  $b_{w_0}$  в середине добавочного полюса. Гладкая поверхность, заменяющая зубчатый якорь, должна иметь расстояние от середины наконечника добавочного полюса  $\delta' = k_c \delta = 0,465$  см. При этом мы получаем требуемую магнитодвижущую силу между наконечником добавочного полюса и поверхностью якоря в середине добавочного полюса как

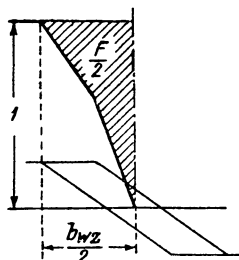
$$v_L = \frac{b_{wm} \delta'}{0,4\pi \cdot 1,12} = 0,433 i. \quad (286)$$

Магнитодвижущая сила в железе добавочного полюса всегда должна быть меньше по сравнению с  $2v_L = 0,866 i$ . Мы можем поэтому с достаточной уверенностью полагать полный ток на каждую магнитную цепь  $\Phi_w \approx i$ . При этом получается единственный виток на магнитную цепь,



который мы можем создать посредством параллельного включения двух ветвей, одна из которых намагничивает все северные, а другая все южные полюсы.

Полный ток обмотки якоря мы уже оценили в разд. К2а и теперь определим его точнее. Если мы предположим прямолинейную коммутацию, то получим на фиг. 197 изложенным в разд. III B7a, т. I способом распределение линейной нагрузки якорной обмотки в области коммутационной зоны. Если мы обозначим там заштрихованную поверхность через  $F/2$ , то пол-

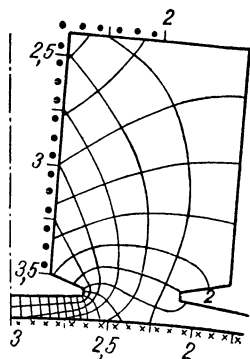


Фиг. 197. Определение полного тока якоря.

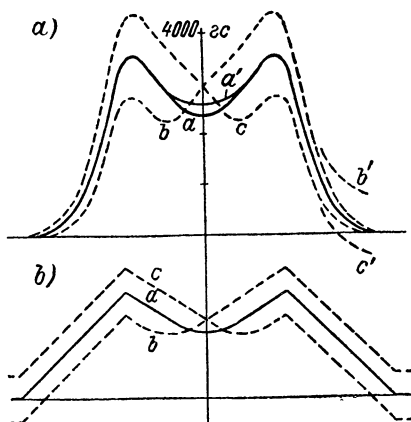
ный ток якоря  $\Phi_{A_0} = zi/4ap = 6,20i$  при бесконечно узких щетках, вследствие действительной ширины щеток, уменьшается в отношении  $\eta = 1 - F/\tau = 0,955$ .

Таким образом,  $\Phi_A = 5,92 \cdot i = 6i$  и равняется полному току компенсационной обмотки. При этом мы получаем отношение  $(\Phi_K + \Phi_W)/\Phi_A \approx 7/6$ . Для этого отношения на фиг. 198 указано распределение потенциалов на поверхности добавочного полюса и поверхности якоря, причем для распределения потенциала на поверхности якоря принято токораспределение по фиг. 197. Расшифровка картины поля дала сплошную кривую поля  $a$  на фиг. 199, а. Надписанный масштаб индукции действителен для  $i = 1980$  а.

Зубцы якоря здесь скошены относительно добавочного полюса на одно пазовое деление на полной длине железа. Поэтому кривая поля  $a$  на фиг. 199, а действительна только для средней плоскости пакета железа. Для других плоскостей, перпендикулярных валу якоря, кривые поля, возбужденного ротором, сдвигаются относительно таковых статора. Для этих плоскостей кривые поля могут быть снова получены из картин поля. Однако проще и достаточно точно, при сравнительно широких наконечниках полюсов, мы достигнем цели, если



Фиг. 198. Картина поля потока добавочного полюса.



Фиг. 199. а) Кривые поля; б) кривые возбужденного поля.

кривые поля, которые действительны для средней плоскости пакета железа, пересчитаем в отношении результирующих кривых возбужденного поля. При этом мы можем принять в менее важной части — вне области наконечников добавочных полюсов, что обмотка добавочных полюсов и часть компенсационной обмотки, которая лежит в пазу добавочного полюса, равномерно распределены вдоль п р о р е з и п а з а, так что результирующая кривая возбужденного поля между краем добавочного полюса и краем главного полюса проходит

прямолинейно. Как мы показали в разд. 4b (фиг. 195), на краю главного полюса оно случайно почти равно нулю.

На фиг. 199, *b* кривая возбужденного поля *a*, которая действительна для средней плоскости пакета железа, указана сплошной, а для обеих торцевых плоскостей они начерчены штриховыми линиями (*b* и *c*). Если мы умножим соответствующие ординаты кривой поля для средней плоскости на отношение соответствующих ординат результирующих кривых возбужденного поля для торцевых плоскостей и средней плоскости, то получим начерченные штриховыми линиями на фиг. 199, *a* и лежащие симметрично друг относительно друга кривые поля *b* и *c* на торцевых плоскостях пакета железа.

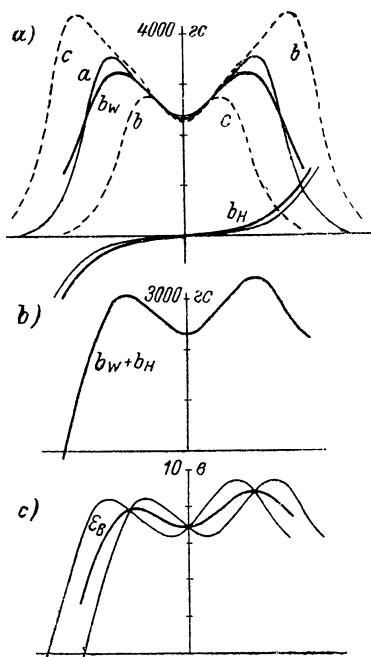
Таким же образом мы можем определить кривые поля для других плоскостей, перпендикулярных валу якоря; они лежат между предельными значениями кривых поля, которые соответствуют средней плоскости и торцевым поверхностям. При определении кривых поля для торцевых поверхностей из не приведенной здесь снова картины поля только в междуполюсном пространстве получается заметно другой характер поля, который указан в правой части фиг. 199, *a* отрезками кривых *b'* и *c'*. Так как это отклонение имеет исчезающе малое влияние на характер определяемых ниже кривых, в основу дальнейших исследований мы положим кривые *b* и *c*.

Среднюю кривую поля по осевой длине пакета железа с достаточным приближением мы можем определить по правилу Симпсона из кривых *a*, *b* и *c* на фиг. 199, *a*. Она отличается от сильно выделенной кривой *a* только в седловине и указана слабее проведенной кривой *a'* на фиг. 199, *a*. Площадь, которую ограничивает кривая *a* с осью абсцисс, пропорциональна основному потоку в добавочном полюсе.

Чтобы определить ту среднюю кривую поля, по которой можно рассчитать э.д.с. вращений, индуцируемую в одном проводнике якоря при скошенных зубцах якоря, мы должны сначала кривую *b* на фиг. 199, *a* сдвинуть на половину скоса пазов (в нашем случае половина зубцового деления) вправо, а кривую *c* на столько же влево. Мы получаем представленные на фиг. 200, *a* кривые *b* и *c*. Если мы затем образуем по правилу Симпсона среднее значение кривых *a*, *b* и *c* на фиг. 200, *a*, то получим сильно выделенную кривую *b<sub>w</sub>*, созданную обмотками якоря, компенсационной и обмоткой добавочных полюсов.

Вызванные зубчатостью высшие гармонические в кривой поля (см. разд. III B5, т. I) мы можем оставить без внимания по двум причинам: во-первых, потому что пазы скошены на одно пазовое деление якоря, и во-вторых, потому что ширина секций якоря отличается на половину пазового деления от полюсного деления.

Кроме того, в область коммутационной зоны также еще более или менее проникает главное поле. Нормальную составляющую этого поля мы получим опять из картины поля (фиг. 193). Расшифровка этой картины поля дает с учетом насыщения главной цепи (см. разд. 4) для средней плоскости пакета железа слабо проведенную кривую около *b<sub>H</sub>* на фиг. 200, *a* при *i* = 1980 *a*. Если мы об-



Фиг. 200. Определение  $\mathcal{E}_B$  из кривых поля;  $i=1980a$ ,  $n=1070\text{ об/мин}$ .

разуем от этой кривой средние значения вдоль одного пазового деления якоря и нанесем их от середины этого пазового деления, то получим сильнее выделенную кривую  $b_H$ , которая учитывает скос пазов якоря. Сумма  $b_W + b_H$  представлена на фиг. 200,  $b$ .

Для того чтобы определить э. д. с. вращения, которая индуцируется в секции якоря при отклонении ширины секции от полюсного деления, мы должны образовать средние значения ординат по фиг. 200,  $b$ , которые на это отклонение, в нашем случае, следовательно, на  $t/2$ , отстоят друг от друга. Наиболее наглядным образом мы определим эти средние значения тем, что сдвинем кривую поля на фиг. 200,  $b$  один раз вправо, а другой раз влево на  $t/4$  (фиг. 200,  $c$ ) и образуем среднее значение обеих этих кривых. При этом мы получим сильно выделенную кривую  $\mathcal{E}_B$  на фиг. 200,  $c$ . Масштаб ординат в вольтах соответствует длительной скорости вращения  $n = 1070$  об/мин.

Сильнее выделенные кривые  $b_W$  и  $b_H$  на фиг. 200,  $a$ ,  $b_W + b_H$  на фиг. 200,  $b$  и  $\mathcal{E}_B$  на фиг. 200,  $c$ , с учетом скоса пазов и насыщения железа, действительны для тока  $i = 1980$  а. Для кривой  $b_W$  определяющей является магнитодвижущая сила  $2v_{LW}$ , которая при  $i = 1980$  а составляет примерно  $2v_{LW} \approx 2055 \cdot 1980 / 2180 = 1870$  а, поскольку согласно табл. 7 и фиг. 201 в этой области магнитная характеристика добавочного полюса проходит еще практически прямолинейно. Для других токов  $b_W$  следует пересчитывать в отношении значений  $2v_{LW}$ , причем форма кривой  $b_W$  приблизительно получается той же самой.<sup>1</sup>

Так, например, для наибольшего возникающего при пуске максимального значения тока  $i_{\max} \approx 3740$  а ординаты кривой  $b_W$  на фиг. 200,  $a$  нужно увеличить в отношении  $3115/1870 \approx 1,67$  (табл. 7). Влияние главного поля при больших токах из-за сильного насыщения крайних зубцов главных полюсов от него меньше, так что при больших токах становится меньше также несимметричность кривых на фиг. 200,  $b$  и  $c$ . При меньших токах это получается наоборот, однако тогда и э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_W$  уменьшается, так что остаточная э. д. с.  $\mathcal{E}_W + \mathcal{E}_B$  все же становится меньше.

Если максимальные значения токов доходят до криволинейной части магнитной характеристики добавочных полюсов, э. д. с. коммутации не может больше компенсироваться без остатка для всех мгновенных значений. Однако примерно до  $i_{\max} = 2600$  а магнитная характеристика для нашего двигателя практически проходит прямолинейно (фиг. 201). Для этого случая мы можем пересчитать ординаты кривой  $\mathcal{E}_B$  на фиг. 200,  $c$  на действующие значения. При действующем значении тока  $I = 1400$  а ( $i_{\max} \approx 2330$  а) мы получаем  $\mathcal{E}_B \approx \frac{1400}{1980} \mathcal{E}_B = 0,71 \mathcal{E}_B$ ; это есть кривая, обозначенная через  $\mathcal{E}_B$  в верхней части фиг. 180,  $b$  и  $c$ , которая, как и кривая  $\mathcal{E}_B$  на фиг. 200,  $c$ , соответствует  $n = 1070$  об/мин.

**б. Магнитная характеристика.** Расчет магнитодвижущей силы по контуру мы можем принять в основном по т. I, разд. IIIC. Мы исходим из различных индукций в воздушном зазоре  $b_{LW}$  под серединой добавочного полюса и рассчитываем магнитодвижущую силу воздушного зазора  $v_{LW}$  в этом месте. Она будет  $v_{LW} = 0,8k_C \delta_W b_{LW}$ . Расчетная полюсная дуга добавочного полюса  $b_{Wi}$  получается из картины поля фиг. 198 при расчетном воздушном зазоре под серединой добавочного полюса  $\delta_{W0} = 0,465$  см как  $m\delta_{W0} = 11,8 \cdot 0,465 = 5,5$  см [ур. (653), т. I]. При этом мы получаем поток в зазоре, который входит в добавочный полюс, как  $\Phi_W = b_{Wi} l_{Wi} b_{LW}$ . Определение малозначащей магнитодвижущей силы зубцов якоря [ур. (252) и (651), т. I] не представляет затруднений. При расчете

<sup>1</sup> Возникающее при больших токах большее насыщение железа вызывает относительное различие магнитодвижущих сил воздушного зазора под серединой и краями добавочного полюса и при этом несколько сильнее выраженную седловину.

магнитодвижущих сил в зубце добавочного полюса и ярме нужно принимать во внимание поток рассеяния, а при расчете магнитодвижущей силы ярма, кроме того, положение потоков главного и добавочного полюсов. Это наложение, которое мы уже рассматривали при расчете цепи главных полюсов, в цепи добавочных полюсов вызывает здесь очень мешающую добавочную магнитодвижущую силу  $\mathcal{F}'_{LW} = 1/2 (h'_j - h_j) L_j$ .

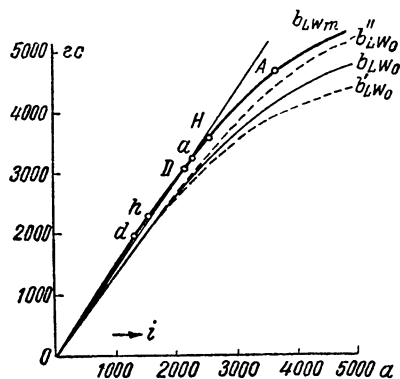
Поток рассеяния в большей части замыкается через высоконасыщенное железо крайних зубцов и через ярмо (см. фиг. 198), поэтому его точный расчет вряд ли возможен. Без точного расчета потока рассеяния, простым способом возможен расчет двух предельных кривых магнитной характеристики. При пренебрежении магнитодвижущей силой крайних зубцов при  $\Phi_{W_s} = 0,4\pi m_s l_{W_i} v_{LW}$  мы получаем из картины поля некоторое завышенное значение для потока рассеяния и при этом завышенные магнитодвижущие силы в крайнем зубце и ярме, т. е. в результате занижено проходящую характеристику  $b'_{LW_0}$  в зависимости от магнитодвижущей силы по контуру  $\Phi = i$  (фиг. 201).

Если мы, напротив, полностью пренебрежем потоком рассеяния, то получим при соответствующем расчете характеристику  $b'_{LW_0}$  на фиг. 201. Обе характеристики в существенной области отклоняются друг от друга относительно мало, так что их среднее значение  $b_{LW_0}$  может отличаться от действительного значения лишь на несколько процентов. Следует обратить внимание, что упомянутые характеристики представляют собою индукции под серединой добавочного полюса, среднее же значение по коммутационной зоне по фиг. 199, а примерно на 12% выше и представлено на фиг. 201 сильно выделенной кривой  $b_{LW_m} = 1,12 \cdot l_{LW_0}$ .

Для действующих и максимальных значений токов, возникающих при длительном режиме ( $d$  и  $D$ ), часовом режиме ( $h$  и  $H$ ) и при пуске ( $a$  и  $A$ ) (см. табл. 8) на фиг. 201 на характеристике указаны рабочие точки.

Если мы устанавливаем поле добавочных полюсов таким образом, чтобы, например, при максимальном значении тока для длительного режима э. д. с. коммутации полностью уничтожалась коммутирующим полем, то отклонение слабо проведенной на фиг. 201 прямой от сильно выделенной кривой указывает остаточные значения между э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_W$  и э. д. с. вращения  $\mathcal{E}_B$ . Мы видим, что эти остаточные значения сами по себе при наибольших пиках тока еще сравнительно малы.

В табл. 7 сопоставлены величины для цепи добавочных полюсов.



Фиг. 201. Магнитная характеристика  $b_{LW_m}(i)$  цепи добавочных полюсов.

## 6. Активные сопротивления

В основу расчета активных сопротивлений мы положим некоторое среднее значение удельного сопротивления  $\rho = 0,023 \text{ ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$ , которое согласно ур. (319с), т. I, соответствует температуре обмотки около  $100^\circ\text{C}$ .

**а. Сопротивления постоянному току.** Часть  $K_1$  компенсационной обмотки, которая расположена в пазах главных полюсов, содержит по 15 шин на каждый проводник сечением по  $14 \cdot 2,2 = 30,8 \text{ мм}^2$  (фиг. 202, а), т. е. имеет полное поперечное сечение проводника  $15 \cdot 30,8 = 462 \text{ мм}^2$ . При средней

длине витка 1,37 м и 20 витках мы получаем сопротивление постоянному току  $R_{GK} = 0,00136 \text{ ом}$ .

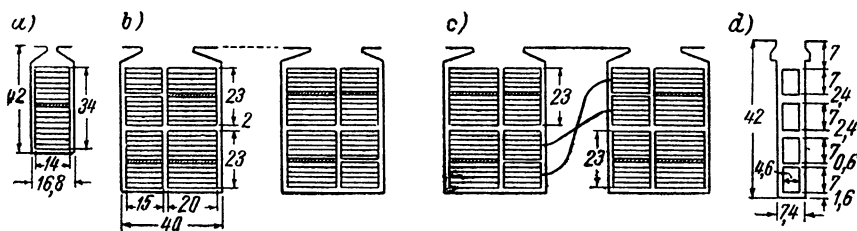
Проводник обмотки возбуждения состоит из 11 параллельно соединенных шин по 20,2 мм<sup>2</sup> (фиг. 202, б), полное поперечное сечение 440 мм<sup>2</sup>, средняя длина витка 1,52 м, число витков 20; следовательно, сопротивление постоянному току  $R_{GE} = 0,00159 \text{ ом}$ .

Таблица 7

Магнитная характеристика цепи добавочных полюсов  
(индекс  $W$  опущен)

Вращающий момент в кгм	$M_d = 369$	$M_h = 462$	$M_a = 755$
$\Phi$ в в · сек . . . . .	0,00534	0,00614	0,00795
$\Phi + \Phi_s$ в в · сек . . . . .	0,00712	0,00819	0,01049
$B_L$ в гс . . . . .	2760	3190	4140
$B_{K\max}$ . . . . .	10500	11900	15500
$B_{AZ\max}$ у корня . . . . .	9400	10900	14000
$B_J$ . . . . .	2100	2410	3090
$B_A$ . . . . .	1840	2120	2740
$2v_L$ } $2v_{ZK}$ } $2v_{ZA}$ } $v_A$ } $v'_J(v_J)$ } $i_{\max} = \delta_{\max}$ }	2055 27 15 11 63(9) 2188	2390 52 22 12 104(10) 2590	3115 223 53 14 324(11) 3740

Обмотка на добавочных полюсах состоит из двух частей: собственно обмотки добавочных полюсов  $W$  и части  $K_2$  компенсационной обмотки. Каждый проводник состоит из 11 параллельно соединенных шин по 15,2=30 мм<sup>2</sup>



Фиг. 202. Расположение проводников: а) компенсационный паз; б) и с) большой паз статора; б) для обмотки возбуждения; с) для обмотки добавочных полюсов; д) паз якоря.

(фиг. 202, с); таким образом, полное поперечное сечение проводника составляет 330 мм<sup>2</sup>. При средней длине витка 1,2 м и 10 витках (см. фиг. 203, б) мы получаем  $R_{GW} = R_{GK_2} \approx 0,00085 \text{ ом}$ .

Поперечное сечение проводника обмотки якоря (фиг. 202, д) составляет 4,6·7=32,2 мм<sup>2</sup>, средняя длина витка 1,4 м, полное число проводников  $z = 620$ , сопротивление постоянному току  $R_{GA} = 0,00311 \text{ ом}$ .

**в. Отношения сопротивлений.** Под «отношением сопротивлений» мы понимаем, по обыкновению, отношение между потерями в меди при переменном и постоянном токе при одном и том же действующем токе. Для того чтобы разгрузить части обмоток, уложенные в пазы, от потерь в меди и перенести последние частично на хорошо вентилируемые лобовые части обмоток, проводники подразделяются на элементарные проводники и изолируются друг от друга посредством слоя лака. Кроме того, вблизи средних элементарных проводников вставляются также еще специальные изолирующие прокладки, которые на фиг. 202, а до с заштрихованы. Высота элементарного проводника выбирается настолько малой, чтобы добавочные потери в меди в элементарном проводнике, которые возникали бы при последовательном соединении всех элементарных проводников, были исчезающе малы.

**Компенсационная обмотка** (фиг. 202, а). Элементарные проводники по концам каждой катушки соединяются друг с другом заклепками токопроводящим образом. Часть обмотки до заклепочных соединений составляет для каждой катушки 1,3 м, так что отношение между длинами проводника вне и внутри паза для каждой катушки составляет  $\lambda = (1,3 - 0,7)/0,7 \approx 0,86$ . Присваивая для отношения сопротивлений при подразделенных проводниках величина  $\xi'$  получается по ур. (279а и б) (разд. J2d) при  $\alpha = 0,503 \text{ см}^{-1}$ , как  $\xi' = 1,25$ . При этом мы получаем отношение сопротивлений витка между заклепками, которыми соединяются друг с другом элементарные проводники, как  $k_i = \varphi(\xi') = 1,2$ . В остальной части обмотки мы можем положить отношение сопротивлений равным единице и получим тогда для всей обмотки  $K$  отношение сопротивлений  $k = (1,2 \cdot 1,3 + 0,07)/1,37 = 1,19$ .

Если бы обмотка была выполнена из массивных проводников того же самого поперечного сечения с той же шириной проводников, то внутри паза получился бы  $k_N = 1,53$  и для всей обмотки  $k = (1,53 \cdot 0,7 + 0,07)/1,37 = 1,27$ . Таким образом, благодаря подразделению не только паз, но и вся обмотка разгружаются от потерь в меди.

**Обмотка возбуждения** (фиг. 202, б). По концам каждого витка элементарные проводники соединяются заклепками, отношение  $\lambda$  получается 0,86. Поле рассеяния, создаваемое обмоткой добавочных полюсов, которая лежит в тех же пазах, что и обмотка возбуждения, здесь не принимается во внимание, поскольку каждая цепь тока катушки возбуждения, образованная двумя проводниками, в обоих пазах проводится в противоположных направлениях. Мы можем поэтому совершенно не учитывать поток рассеяния обмотки добавочных полюсов. При  $\alpha = 0,378 \text{ см}^{-1}$  мы получаем  $\xi' = 0,6375$ . При этом для нижней катушки (на дне паза) получается  $k_u = 1,015$ , а для верхней (у открытия паза)  $k_o = 1,125$ ; среднее значение будет  $k_m = 1,07$ . Для всей обмотки благодаря лобовым соединениям отношение сопротивлений будет еще несколько меньше, а именно  $k = (1,07 \cdot 1,3 + 0,22)/1,52 = 1,06$ .

Если бы обмотка была выполнена с массивными проводниками, то мы должны были бы принять во внимание, что в одном пазу поток рассеяния добавочных полюсов увеличивает отношение сопротивлений обмотки возбуждения, а в другом соответственно уменьшает. Специальное исследование, на котором мы не можем здесь подробно останавливаться, дает для проводника в пазу, где полные токи обмоток возбуждения и добавочных полюсов совпадают, для верхнего проводника обмотки возбуждения  $k_{No} = 2,06$ ; для всей обмотки получается  $k = 1,16$ . Принятое подразделение проводников, таким образом, особенно эффективно там, где потери в меди наиболее велики; они уменьшаются там в отношении  $1,125/2,06 = 0,548$ .

**Обмотка добавочных полюсов** (фиг. 202, с). У обмотки добавочных полюсов каждый проводник, состоящий из 11 элементарных проводников, подразделяется еще раз, и обе эти части проводника с 5 и 6 элементарными проводниками перекрещиваются при переходе от нижнего витка к верхнему, благодаря чему отношение сопротивлений еще более уменьшается, нежели у обмотки возбуждения. Как и в разд. J2d, мы можем здесь также сделать различие между добавочными потерями в меди 1-го и 2-го рода. Для расчета потерь в меди 1-го рода предположим, что оба проводника, которые в од-

ном витке перекрещены, уже свободны от вытеснения тока. При этом мы получим приведенные к потерям в меди при постоянном токе добавочные потери в меди 1-го рода по ур. (280а) в разд. J2d при  $\alpha = 0,326 \text{ см}^{-1}$ ,  $h = 2,3 \text{ см}$  и  $\xi' = 0,615$ , как  $k_1 - 1 = 0,009$ . Добавочные потери в меди 2-го рода получаются, если все 4 лежащие в пазу один над другим проводника соединяются последовательно. При  $\alpha = 0,326 \text{ см}^{-1}$ ,  $h = 1,15 \text{ см}$  и  $\xi' = 0,308$  по ур. (330 б), т. I,  $k_2 - 1 = (15,8 \times \times 0,009)/9 = 0,0158$ . При этом сумма  $k_1 - 1 + k_2 - 1 = 0,025$ . С учетом возникающих еще добавочных потерь в элементарных проводниках при последовательном соединении всех элементарных проводников мы оцениваем отношение сопротивлений  $k \approx 1,04$ . Таким образом, добавочными потерями в меди в обмотке добавочных полюсов можно почти полностью пренебречь.

**Обмотка якоря.** Отношение сопротивлений обмотки якоря нашего двигателя было нами уже исследовано в разд. J2с (см. табл. 4, последнюю строку). Внутри пазов при длительной скорости вращения 1070 об/мин получается  $k_N = 2,08$ , причем отношение сопротивлений всей обмотки ( $\lambda \approx 1$ ) получается  $k = (2,08 \cdot 1 + 1)/2 = 1,54$ . Это отношение меняется, естественно, со скоростью вращения.

**с. Активные сопротивления в цепи двигателя.** Если мы умножим сопротивления постоянному току на отношения сопротивлений, то получим активные сопротивления обмоток:  $R_{K_1} = 0,00136 \cdot 1,19 \approx 0,0016$ ;  $R_E = 0,00159 \cdot 1,06 \approx 0,0017$ ;  $R_W = R_{K_2} = 0,00085 \cdot 1,04 \approx 0,0009$ ;  $R_P = R_W + R_{K_2} \approx 0,0018 \text{ ом}$  и при 1070 об/мин  $R_A = 0,00311 \cdot 1,54 \approx 0,005 \text{ ом}$ . Для рабочего включения двигателя мы должны были бы принять во внимание, что параллельно обмотке добавочных полюсов включается некоторое сопротивление. Если мы пренебрежем этим небольшим влиянием, то получим для полного сопротивления обмоток двигателя 0,0102 ом. Если мы примем переходное напряжение под щетками при 1400 а за 2,5 в, то получим переходное сопротивление щеток  $R_B = 0,0018 \text{ ом}$ . При этом полное активное сопротивление в цепи двигателя будет  $R = 0,012 \text{ ом}$ , которое при расчете характеристик в разд. В3 из-за находящихся еще в цепи двигателя соединительных проводников и аппаратов мы округляем до  $R \approx 0,015 \text{ ом}$ .

## 7. Реактивные сопротивления

В этом разделе мы рассчитаем реактивные сопротивления для нашего тягового двигателя, которые использовались в предыдущих разделах для различных исследований. У обмотки добавочных полюсов мы пренебрежем реактивным сопротивлением лобовых соединений ввиду их малости. Мы различаем обмотку добавочных полюсов  $W_0$ , которая приблизительно достаточна для компенсации э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_W$  (1 виток на пару полюсов), от усиленной обмотки добавочных полюсов  $W$  (2 витка) и обмоток добавочных полюсов  $P_0 = W_0 + K_2$  (3 витка) и  $P = W + K_2$  (4 витка на пару полюсов); см. фиг. 203, а до γ.

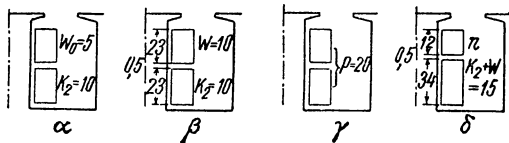
**а. Обмотки добавочных полюсов. α.** Если мы не создаем сдвинутого по фазе коммутирующего поля посредством активного сопротивления, параллельного обмотке добавочных полюсов, то достаточно  $W_0 = 5$  полных соединенных последовательно витков обмотки добавочных полюсов  $W_0$ . В пазах добавочных полюсов (см. фиг. 203, α) лежат еще  $K_2 = 10$  последовательно соединенных витков обмотки  $K_2$ , которые совместно с обмоткой  $K_1$  в пазах главных полюсов полностью компенсируют обмотку якоря.

Поток добавочных полюсов (в зазоре) при 5 последовательно соединенных витках только обмотки добавочных полюсов  $W_0$  и номинальном токе  $I = 1312 \text{ а}$  будет  $\Phi_W = 0,00451 \text{ вб} \cdot \text{сек}$ , а индуктируемая им в обмотке  $W_0$  э. д. с. по ур. (4б) составляет  $E_{W_0 h} = 1,665 \text{ в}$  и, следовательно, главное реактивное сопротивление  $X_{W_0 h} = 0,00127 \text{ ом}$ . Э. д. с., индуктируемые потоком  $\Phi_W$  в компенсационной обмотке  $K_1 + K_2$  и в обмотке якоря, взаимно уничтожаются.

Обмотка  $K$  лежит на дне пазов, а обмотка  $W_0$  у открытия паза. Согласно ур. (383а до с), т. I, магнитные проводимости получаются  $\lambda_{sW_0} = 0,545$ ,  $\lambda_{s\gamma_3} = 1,12$ ,  $\lambda_{g0} = 0,64$ . При этом получается по ур. (374а) и (375б), т. I, реактивное

сопротивление рассеяния обмотки  $W_0$  как  $X_{W_{0\sigma}} = 2\pi f \Pi_0 l_i \lambda_{sW_0} W_0^2 / p = 920 \cdot 10^{-8} W_0^2 \lambda_{sW_0} = 0,000125$  ом, реактивное сопротивление рассеяния обмотки  $K_2$  как  $X_{K_{2\sigma}} = 920 \cdot 10^{-8} K_2^2 \lambda_{sK_2} = 0,00103$  ом и взаимной индукции  $X_{g_0} = 920 \cdot 10^{-8} W_0 K_2 \lambda_{g_0} = 0,000294$  ом. Реактивное сопротивление рассеяния обеих обмоток  $P_0 = W_0 + K_2$  вместе, таким образом, будет  $X_{P_{0\sigma}} = X_{W_{0\sigma}} + X_{K_{2\sigma}} + 2X_{g_0} = 0,001743$  ом.

β. Для создания сдвинутого по фазе поля в коммутационной зоне обмотка  $W_0$  должна быть усилена. Она содержит тогда  $W = 10$  последовательно соединенных витков, как и обмотка  $K_2$ , которая лежит в тех же самых пазах (фиг. 203β). В этом случае реактивное сопротивление, вызванное коммутирующим потоком (в зазоре), для обмотки  $W$  будет  $X_{Wh} = 4X_{W_{0h}} = 0,00508$  ом; далее  $X_{W_{\sigma}} = 4X_{W_{0\sigma}} = 0,00050$  ом,  $X_g = 2X_{g_0} = 0,000588$  ом; тогда как  $X_{K_{2\sigma}} = 0,00103$  ом остается неизменным.



Фиг. 203. К определению реактивных сопротивлений.

γ. Если мы соединим вместе обмотки  $W$  и  $K$  на фиг. 203, β в одну обмотку  $P$  (фиг. 203, γ), то  $X_{Ph} = \left(\frac{W + K_2}{W}\right)^2 X_{Wh} = 4 \cdot 0,00508 = 0,0203$ ;  $X_{P_{\sigma}} = X_{W_{\sigma}} + 2X_g + X_{K_{\sigma}} = 0,00271$  и  $X_P = X_{P_{\sigma}} + X_{Ph} = 0,0230$  ом.

δ. В известных схемах, кроме последовательной обмотки  $W_0$ , применяется еще шунтовая обмотка, которая вместе с  $W_0$  и  $K_2$  расположена в пазу добавочных полюсов. Расположение обмоток в пазу добавочного полюса для этого случая представлено на фиг. 203, δ. Магнитные проводимости паза получаются для шунтовой обмотки  $w$ , как  $\lambda_{sw} = 0,45$  и  $\lambda_{gw} = 0,5$ . Если эта обмотка имеет  $w$  последовательно соединенных витков, то ее главное реактивное сопротивление будет  $X_{wh} = (w/5)^2 X_{W_{0h}} = 0,508(w/100)^2$  и ее реактивное сопротивление рассеяния  $X_{w_{\sigma}} = (w/5)^2 (\lambda_w / \lambda_{sW_0}) \cdot X_{W_{0\sigma}} = 0,041 (w/100)^2$  ом. При этом мы получаем собственное реактивное сопротивление шунтовой обмотки  $w$  как  $X_w = X_{wh} + X_{w_{\sigma}} = 0,549(w/100)^2$  ом.

Полю, возбужденному обмоткой  $W_0$ , соответствует реактивное сопротивление взаимной индукции  $X_{w, W_{0h}} = (w/5) X_{W_{0h}} = 0,0254 \cdot w/100$  ом, а полям рассеяния, возбужденным обмотками  $W_0$  и  $K_2$  реактивное сопротивление  $X_{w, (W_0 + K_2)\sigma} = 920 \cdot 10^{-8} (W_0 + K_2) w \lambda_{gw} = 0,0069 \cdot w/100$  ом. При этом полное реактивное сопротивление взаимной индукции  $X_{w, W_0 + K_2} = 0,0323w/100$  ом.

**б. Компенсационная обмотка. α.** В известных схемах мы пользуемся главным реактивным сопротивлением полной компенсационной обмотки ( $K = K_1 + K_2$ ), которое мы можем рассчитать при  $m = 2$  по ур. (247b), т. IV, причем, однако, надо принять во внимание, что расчетный воздушный зазор  $\delta''$  для главных и добавочных полюсов различен и, следовательно,  $\delta''$  должен подставляться под знак интеграла. Если мы пренебрежем магнитодвижущей силой в железе по сравнению с таковой в воздухе, то получим  $X_{Kh} = 0,0844$  ом. Влияние насыщения железа становится не очень заметным, поскольку наибольшую долю  $X_{Kh}$  дает магнитное поле под добавочным полюсом, особенно если поле, для расчета которого мы применяем  $X_{Kh}$  (см. разд. B4d), слабо и примерно на четверть периода сдвинуто по фазе во времени относительно полей главного тока.

β. Магнитные проводимости части  $K_1$  компенсационной обмотки, которая расположена в пазах главного полюса, получаются по ур. (379), т. I, для пазового рассеяния  $\lambda_N = 1,6$ , а по ур. (402) для рассеяния через головки зубцов



$\lambda_K = 0,124$ . При этом мы получаем по ур. (376) и (400), т. I, реактивное сопротивление пазового рассеяния и рассеяния через головки зубцов как  $X_{N+K} = 0,0319$  ом.

Для магнитной проводимости лобового рассеяния по стр. 163 и 172, т. IV, будет  $\lambda_S \approx 0,17$  и по ур. (279), т. IV, реактивное сопротивление рассеяния лобовых частей  $X_S = 0,00121$  ом. Таким образом, реактивное сопротивление рассеяния части компенсационной обмотки, расположенной в пазах главных полюсов, составляет  $X_{K_1\sigma} = X_{N+K} + X_S = 0,0044$  ом.

γ. Для того чтобы разгрузить большие пазы между главными и добавочными полюсами, обмотка якоря под главными полюсами несколько перекомпенсируется. Поэтому в части  $K_1$  компенсационной обмотки начинает преобладать еще некоторое положительное реактивное сопротивление обмотки  $K_1$  и некоторое отрицательное сопротивление обмотки якоря. Мы можем рассчитать эти реактивные сопротивления из главной и взаимной индуктивностей. Но так как при этом должна получиться разность не сильно отличающихся друг от друга значений, которые не могут быть заранее точно рассчитаны, мы выберем другой путь для оценки этих реактивных сопротивлений.

Если мы пренебрежем насыщением железа, то получим по ур. (247b), т. IV, главное реактивное сопротивление обмотки  $K_1$  как  $X_{K_1h} \approx 0,04$  ом. Отношение между полными токами обмотки  $K_1$  и части якорной обмотки, которая находится под главным полюсом, по фиг. 195 составляет около 1,19. При этом мы получаем реактивное сопротивление из-за перекомпенсации в обмотке  $K_1 X_{K_1h} \approx 0,19 \cdot 0,04 = 0,0076$  ом, в то время как соответствующее сопротивление обмотки якоря составляет  $X_{A\bar{h}} \approx -0,0076/1,19 = -0,00639$  ом. Действующее во всей цепи двигателя (положительное) реактивное сопротивление из-за перекомпенсации будет  $X_{\bar{h}} = X_{K_1h} + X_{A\bar{h}} \approx 0,00121$  ом. Благодаря относительно высокой насыщенности зубцов статора и ротора в области главного полюса оно еще заметно уменьшается.

с. Обмотка возбуждения. Главное реактивное сопротивление обмотки возбуждения  $X_{Eh} = E_{Eh}/I$ , причем  $E_{Eh}$  нужно рассчитывать по потоку  $\Phi$ , соответствующему  $I$ , по характеристике переменного тока (разд. A5).

Обмотка возбуждения лежит рядом с обеими обмотками  $W$  и  $K_2$  в пазах добавочных полюсов и имеет то же число витков, что и обмотки  $W$  и  $K_2$  вместе (см. фиг. 203, β). Поэтому (см. разд. аβ)  $X_N = X_{W\sigma} + X_{K_2\sigma} + 2X_g = 0,00271$  ом. Подобно тому, как в разд. б мы получаем  $X_S = 0,00148$  ом. При этом  $X_{E\sigma} = 0,00419$  ом.

д. Обмотка якоря. Магнитная проводимость паза  $\lambda_N = 2,5$ , а рассеяния по головкам зубцов  $\lambda_K = 0,8$ . При числе витков  $W_A = 6$  и  $q = N/2p = 15,5$  мы получаем по ур. (376) и (400), т. I,  $X_{N+K} = 0,00353$  ом. Магнитная проводимость лобового рассеяния по ур. (422), т. I, составляет  $\lambda_S = 0,1$  и при этом реактивное сопротивление  $X_S = 0,00177$  ом. Таким образом, реактивное сопротивление рассеяния обмотки якоря  $X_{A\sigma} = 0,00530$  ом.

Реактивное сопротивление взаимной индукции между обмоткой добавочных полюсов  $W_0$  (фиг. 203, α) и обмоткой якоря будет  $X_{AW_0} = -30/5 X_{W_0h} = -0,00762$  ом. Во всей цепи двигателя э. д. с., индуктированная в обмотке якоря коммутлирующим потоком, компенсируется таковой же в компенсационной обмотке, так что  $X_{AW_0}$  для всей цепи двигателя не проявляется.

Реактивное сопротивление из-за перекомпенсации внутри области главных полюсов мы нашли в разд. бγ при пренебрежении насыщением железа как  $X_{A\bar{h}} \approx -0,00639$  ом. Таким образом, реактивное сопротивление обмотки якоря получается  $X_A = X_{A\bar{h}} + X_{AW_0} + X_{A\sigma} = -0,00871$  ом.

е. Общее реактивное сопротивление в цепи двигателя. Общее реактивное сопротивление (за исключением  $X_{Eh}$ ) в цепи двигателя у обычного последовательного двигателя (т. е. без усиленной обмотки последовательных добавоч-

ных полюсов) получается  $X = X_{W0h} + X_{P0\sigma} + X_{K1\sigma} + X_{E\sigma} + X_{A\sigma} + X_{ii} = 0,0181 \text{ ом}$ . При расчете характеристик двигателя в разд. В3с мы подставляли  $X \approx 0,02 \text{ ом}$ .

## 8. Расчеты в предыдущих разделах

Различные подробности расчета мы уже рассматривали в предыдущих разделах, где приводили наш двигатель в качестве примера. Так, в разд. А5 дано определение «характеристики переменного тока» из «характеристики постоянного тока»; кривую  $d$  на фиг. 11 мы приняли в качестве основной для нашего двигателя. Расчет вращающего момента по различным приближенным уравнениям разд. А4 мы дополнительно проверили в разд. А6б и на фиг. 13 представили вращающий момент в зависимости от тока якоря; кривая  $d$  была положена нами в основу дальнейших исследований. На этом же рисунке представлена также э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  в зависимости от вращающего момента. В разд. А6б для различных нагрузок мы определили также изменения во времени тока, потока и э. д. с. покоя (фиг. 12, а до  $d$  и табл. 2) и сравнили результаты с нашим приближенным расчетом.

Таблица 8

Сопоставление рабочих величин

Режим	Длительный	Часовой	Пусковой
Мощность в квт . . . . .	405	433	294
Скорость вращения в об/мин . . . . .	1070	910	382
Вращающий момент в кгм . . . . .	369	462	755
Ток $I$ в а . . . . .	1312	1560	2310
Ток $i_{\max}$ . . . . .	2180	2590	3740
$\Phi_{\text{eff}}$ в вб · сек . . . . .	0,0279	0,0294	0,0325
$\mathcal{E}_R$ в в . . . . .	2,92	3,08	3,40
$\mathcal{E}_{Wm}$ . . . . .	4,75	4,80	2,99
$\mathcal{E}_{W \max}$ . . . . .	5,81	5,88	3,65

В разд. В3с были рассчитаны рабочие характеристики двигателя при различных напряжениях на зажимах и нанесены на фиг. 34 в зависимости от вращающего момента. При различных схемах двигателя для уничтожения искрения мы рассчитали в разд. В4 э. д. с. искрения и построили на фиг. 43, а до  $i$  кривые постоянных э. д. с. искрения в плоскости  $M, n$ .

При этих исследованиях мы подставляли номинальный ток, равным длительному току  $I = 1312 \text{ а}$ , а э. д. с. коммутации несколько преувеличенную, а именно  $\mathcal{E}_W = 5,5 \text{ в}$  (соответственно  $\lambda_N = 18,3$ ; см фиг. 190). При этом мы рассчитали составляющие полного тока коммутирующего поля для компенсации  $\mathcal{E}_W$  как  $\Theta_W \approx (7-6)1312 = 1312 \text{ а}$  (см. разд. В4а) и для компенсации  $\mathcal{E}_R = 2,92 \text{ в}$  как  $\Theta_w = 1312 \cdot 2,92 / 5,5 = 696 \text{ а}$ . Мы приводили в качестве примера наш двигатель также для исследования процессов пуска в разд. А7а и для улучшения пуска в разд. В5.

Более точные исследования по компенсации э. д. с. коммутации мы находим в разд. J1f, а по разности температур между обмоткой якоря и пазом в разд. J2с. При этом мы округляли, как и в разд. K2b, 5а и 9а, длительный ток до  $I = 1400 \text{ а}$ , чтобы приблизительно учесть механические потери.

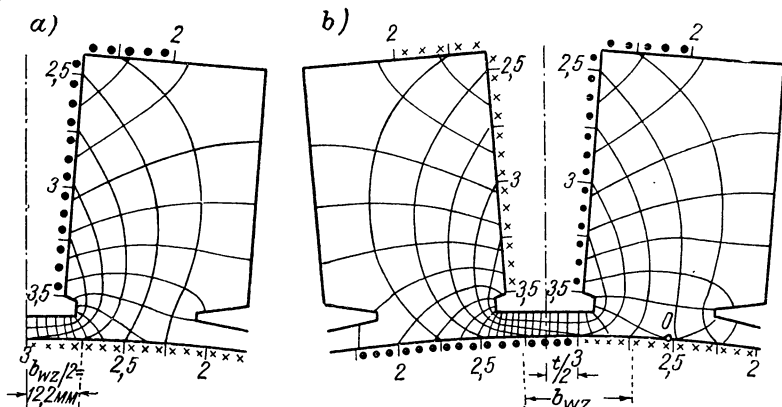
Некоторые результаты этих исследований представлены в табл. 8. Эффективные значения тока ( $I$ ) и потока ( $\Phi_{\text{eff}}$ ) взяты из кривых  $d$  на фиг. 11 и 13, а максимальные значения тока ( $i_{\max}$ ) из табл. 2; э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$  рассчитана в предположении, что поток изменяется синусоидально.

## 9. Улучшения двигателя

Исследования в разд. 4 и 5 указывают пути некоторых улучшений двигателя.

**а. Добавочные полюсы.** Как следует из фиг. 180, *с*, область, в которой коммутирующее поле падает еще незначительно, оказывается шире, чем необходимо, и кривая поля имеет сильную седлообразность. Поэтому можно уменьшить ширину наконечника добавочного полюса, чтобы в большей или меньшей мере уничтожить эту мешающую седлообразность. При этом получаются, как мы покажем, еще и другие преимущества.

При сохранении всех прочих размеров мы можем принять, например, что наконечник полюса сужается с 32 до 22 мм. Кривая поля в средней плоскости якоря была определена из картины поля (фиг. 204, *а*), построенной для новой



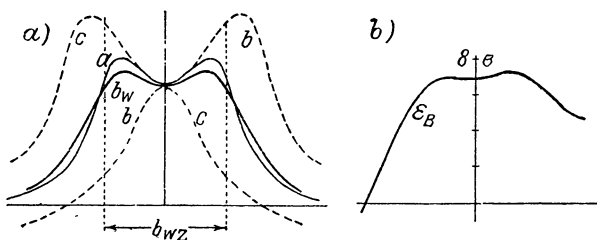
Фиг. 204. Картины поля потока добавочного полюса при суженном наконечнике добавочного полюса: *а*) в средней плоскости; *б*) в торцевой плоскости пакета железа.

ширины полюсного наконечника, и представлена на фиг. 205, *а* посредством кривой *а*. Так как здесь определение кривой поля для торцевых плоскостей путем пересчета из кривых возбужденного поля (см. фиг. 199, *б*) из-за малой ширины полюсного наконечника менее точно, для уточнения расчета была использована еще одна картина поля для торцевой плоскости (фиг. 204, *б*). Эта картина поля позволяет видеть, что при малой ширине наконечника полюса в 2,2 см коммутационная зона вблизи торцевой плоскости из-за скоса пазов далеко выходит за края добавочного полюса (середина коммутационной зоны сдвинута от середины добавочного полюса на  $t/2$ ). Нормальная составляющая индукции по фиг. 204, *б* еще внутри коммутационной зоны быстро убывает, чтобы в точке *О* изменить свой знак.

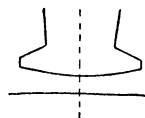
На фиг. 205, *а* кривые поля (*б* и *с*) в торцевых плоскостях, как и на фиг. 200, *а* построены уже в таком положении к наконечнику добавочного полюса, в котором они являются определяющими для индуктируемой э. д. с. вращения в проводнике якоря. Среднее значение кривых *а*, *б* и *с*, полученное по правилу Симпсона, представлено сильнее выделенной кривой  $b_{\text{ср}}$  на фиг. 205, *а*. Если мы прибавим сюда составляющую  $b_H$ , которая получается в области коммутационной зоны лишь немного большей, чем при более широком полюсном наконечнике (фиг. 200, *а*), и учтем отклонение ширины секции от полюсного деления у нашего двигателя, то получим подробно изложенным в разд. 5а способом кривую  $\mathcal{E}_B$  на фиг. 205, *б*. Она соответствует обозначенной таким же образом кривой на фиг. 200, *с* и представляет собою э. д. с. вращения, которая будет индуктироваться

в секции якоря при токе якоря  $i = 1980$  а и скорости вращения  $n = 1070$  об/мин. В этой кривой седловина почти исчезла, а то, что «ширина» коммутлирующего поля еще достаточна, видно из верхней части фиг. 180, с, на которой  $\varepsilon_B$  представлена штриховой кривой.

При сужении наконечника добавочного полюса получаются следующие преимущества. Главный поток добавочного полюса уменьшается почти на 30%, а поток в сердечнике полюса — более, чем на 20%. При одинаковой индукции поперечное сечение сердечника может быть уменьшено на 20%. Паз добавочного полюса при этом отодвигается примерно на 2 мм от каждого крайнего зубца главного полюса, так что до этого сильно насыщенный крайний зубец при расширении на 2 мм разгружается и получается увеличение расчетной полюсной



Фиг. 205. а) Кривые поля (см. фиг. 200, а); б) э. д. с.  $\varepsilon_B$  при суженном наконечнике добавочного полюса.



Фиг. 206. Другая форма наконечника добавочного полюса.

дуги. Но, кроме того, примерно на 20% уменьшается и поток добавочного полюса в я р м е статора. Так как последний, согласно табл. 7, дает основную часть магнитодвижущей силы в железе цепи добавочных полюсов, магнитная характеристика добавочного полюса (фиг. 201) еще более приближается к желательной прямой линии. Недостатком суженных наконечников добавочных полюсов является, правда, то, что усиливаются колебания потока добавочных полюсов, вызываемые зубчатостью якоря, и машина становится более чувствительной в отношении неточной установки щеток.

Другая возможность для уничтожения седловины коммутлирующего поля состоит в увеличении воздушного зазора от середины наконечника добавочного полюса к его краям, как это указано, например, для нашего двигателя на фиг. 206.

**б. Главные полюсы.** В разд. 4 мы смогли установить, что крайние зубцы главного полюса нагружаются сильнее, чем внутренние. Из-за этого уменьшается расчетная полюсная дуга. Благодаря рекомендуемому в разд. а сужению наконечников добавочных полюсов крайние зубцы разгружаются. Некоторая дальнейшая разгрузка может достигаться тем, что середины прорезей пазов относительно середин пазов компенсационной обмотки смещаются, как мы это указали на фиг. 181, б. Если отказаться, наконец, также от увеличения воздушного зазора под крайними зубцами, то расчетная полюсная дуга также становится больше, а расчет магнитной характеристики, кроме того, значительно упрощается.

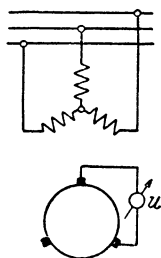
## II. МНОГОФАЗНЫЕ КОЛЛЕКТОРНЫЕ МАШИНЫ

Из многофазных коллекторных машин практическое значение имеют почти исключительно машины, питающиеся от трехфазной сети. Поэтому все схемы включения мы будем изображать для трехфазной сети; по существу, они могут быть перенесены и на сети с другим числом фаз. Как правило, при наших исследованиях мы принимаем во внимание только основную волну вращающегося поля и основные гармонические токов, высшие гармонические которых при многофазном токе относительно малы (см. разд. E2, т. IV).

### А. РОТОР С КОЛЛЕКТОРОМ ВО ВРАЩАЮЩЕМСЯ ПОЛЕ

#### 1. Коллектор как преобразователь частоты

Представим себе помещенным в статоре обычного асинхронного двигателя якорь постоянного тока с коллектором, который намотан с тем же числом полюсов  $2p$ , как и статор. Возбудим в статоре, например, с помощью питаемых от трехфазной сети обмоток, соединенных звездой, вращающееся поле и наложим на коллектор  $pt$  равномерно распределенные по окружности щетки (фиг. 207 с  $m=3$  и  $p=1$ ). Если мы приведем ротор во вращение от постороннего двигателя, то вращающимся полем в отдельных проводниках на поверхности ротора будут индуцироваться э. д. с., действующее значение и частота которых пропорциональны скольжению. Таким образом, волны этих э. д. с. вдоль окружности ротора (см. стр. 26, т. IV) вращаются относительно ротора с угловой скоростью  $s\Omega_1$ , где  $s$  есть скольжение и  $\Omega_1$  — угловая скорость вращающегося поля. Так как сам ротор теперь вращается в пространстве со скоростью  $(1-s)\Omega_1$ , то угловая скорость волн э. д. с. в обмотке ротора относительно неподвижных щеток равна  $s\Omega_1 + (1-s)\Omega_1 = \Omega_1$ , следовательно, равна скорости вращающегося поля, так что на щетках мы измеряем трехфазные напряжения ( $u$  на фиг. 207), которые снова имеют частоту с е т и.

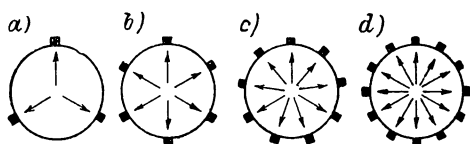


Фиг. 207. Коллектор как преобразователь частоты.

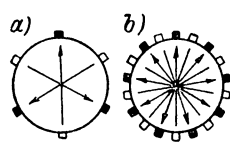
Коллектор преобразует, таким образом, индуктированные в обмотке ротора э. д. с. и токи частоты  $sf$  к частоте сети  $f$ , причем действующие значения оказываются пропорциональными скольжению. Это свойство ротора с коллектором позволяет питать ротор через щетки от той же сети, к которой включен статор, и регулировать скорость вращения без специального преобразователя частоты, только лишь изменением действующего значения напряжения на щетках ротора при постоянном вращающемся поле или изменением величины вращающегося поля при постоянном напряжении на роторе. Различные схемы таких коллекторных двигателей мы будем рассматривать в последующих разделах.

## 2. Распределение токов в роторе

**а. Основные включения щеток.** Число фаз коллекторной обмотки принципиально может отличаться от числа фаз сети. Увеличение числа фаз является средством для уменьшения э. д. с. коммутации при том же результирующем полном токе коллекторной обмотки. Мы должны делать различие между схемами, у которых щетки включаются на связанные обмотки, и такими, у которых внешние цепи токов не связаны.



Фиг. 208. 3-, 6-, 9-, 12-фазное включение щеток для связанной цепи тока: а) «трехщеточное включение»; б) «шестищеточное включение».



Фиг. 209. а) 3-фазное включение щеток для несвязанных цепей токов — «шестищеточное включение»; б) 9-фазное включение.

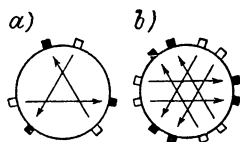
Путем установки в двухполюсной схеме  $m$  равномерно распределенных по окружности коллектора щеток мы получаем включенную  $m$ -угольником коллекторную обмотку, которая может или должна включаться на связанную  $m$ -фазную цепь тока. Так, например, на фиг. 208, а до d представлено такое расположение щеток для 3-, 6-, 9- и 12-фазного тока.

Если цепи токов, на которые включаются щетки коллектора, не связаны, число щеток всегда должно быть четным. Если, например, ток выходит из зачерненных щеток и входит в белые щетки, то мы получаем из фиг. 208, а или 208, б представленное на фиг. 209, а трехфазное включение щеток, где соединительная линия от белой к черной щетке одной фазы указывает (положительную) ось обмотки соответствующей фазы. Точно так же удвоением числа щеток на фиг. 208, с получается представленное на фиг. 209, б девятифазное включение щеток. В этих случаях щетки одной фазы

находятся по диаметру, т. е. соответствуют однофазному включению на фиг. 1, *a* в разд. I A1a.

Как и при однофазных коллекторных обмотках, щетки одной фазы могут также сдвигаться друг относительно друга, так что соединительная линия щеток одной фазы в двухполюсной схеме оказывается хордой. Таким образом, например, мы получаем из фиг. 209, *a* фиг. 210, *a* с однофазными хордовыми щетками и фиг. 210, *b* с двойными хордовыми щетками (см. разд. I A1b, фиг. 1, *c* и *d*) при трехфазном токе.

Важнейшими включениями щеток в настоящее время являются включения по фиг. 208, *a* и *b*, 209, *a* и 210, *a* и *b*, которые для краткости мы будем называть как трехщеточное включение (фиг. 208, *a*), шестищеточное



Фиг. 210. Хордовые щетки: *a*) «шестищеточное включение»; *b*) «двенадцатищеточное включение».

включение с диаметральноми щетками (фиг. 208, *b* и 209, *a*), шестищеточное включение с хордовыми щетками (фиг. 210, *a*) и двенадцатищеточное включение (с хордовыми щетками, фиг. 210, *b*).

Этими включениями щеток мы и будем вообще ограничиваться, но при очень больших мощностях могут применяться еще большие количества щеток, чтобы иметь э. д. с. коммутации в допустимых еще пределах [Л. 197].

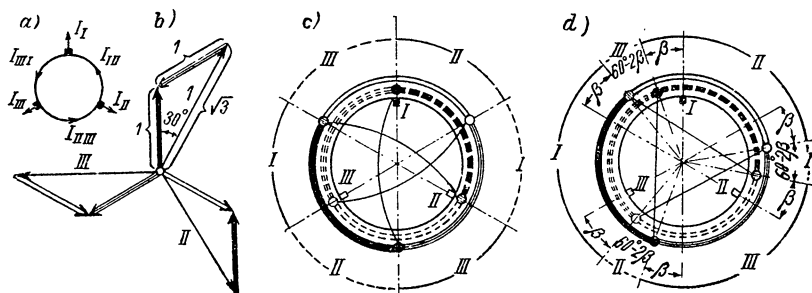
При рассмотрении различных включений щеток мы должны обратить внимание на то, что токи в проводниках коллекторной обмотки имеют ту же частоту, что и токи через щетки, хотя в каждом проводнике вращающееся поле индуцирует э. д. с. частоты скольжения, и это имело бы место также для токов, если бы точки отводов, как у асинхронного двигателя, были бы постоянными. Но так как благодаря неподвижным щеткам точки отводов перемещаются со скоростью (1—*s*) синхронной скорости, в обмотке ротора протекают токи, которые имеют ту же самую частоту, что и сеть, на которую включены щетки.

**в. Трехщеточное включение при диаметральной обмотке.** Обмотка ротора представляет собою обмотку, включенную треугольником. Токи через щетки  $I_I$ ,  $I_{II}$ ,  $I_{III}$  получаются из фазных токов  $I_{II}$ ,  $I_{III}$ ,  $I_{II}$  по фиг. 211, *a* как разности каждых двух фазных токов. На фиг. 211, *b* фазы токов, протекающих в фазах обмотки, отличаются различным видом линий. Между действующими значениями токов  $I_i$  в одном проводнике и током через щетку  $I$ , а также фазного тока  $I_{Str}$  и тока через щетку  $I$ , согласно фиг. 211, *a* и *b*, существуют соотношения:

$$I_i = I/\sqrt{3} \text{ а } I_{Str} = I/\sqrt{3}. \quad (287a \text{ и } b)$$

Обмотка якоря обычно выполняется двухслойной, так что в пазу всегда лежат одна над другой две стороны секций, принадлежащих различным фазам обмотки. Если в поперечном сечении, перпен-

дикулярном валу ротора, в верхнем слое какой-либо фазы токи втекают в плоскость чертежа, то в нижнем слое той же фазы они вытекают из плоскости чертежа. У диаметральной обмотки получается распределение токов, указанное на фиг. 211, *с*, при котором фазы (положительных) токов в верхнем слое представлены тем же видом линий, что и фазы токов на фиг. 211, *б*, тогда как фазы (отрицательных) токов в нижнем слое указаны соответствующего вида прерывистыми линиями. Линейная нагрузка фаз обмотки между щетками *I* и *II* указана, таким образом, темными (сплошной и прерывистой) линиями, линейная нагрузка фаз между щетками *II* и *III* двойными линиями и линейная нагрузка фаз обмотки между



Фиг. 211. Трехщеточное включение: *а*) и *б*) токи; *с*) и *д*) распределение токов; *с*) диаметральной обмотка; *д*) хордовая обмотка ( $2\beta = 40^\circ$ ).

щетками *III* и *I* тройными линиями. Щетка *I* изображена черной, щетка *II* заштрихованной и щетка *III* белой; таким же образом указаны и соответствующие стороны секций (маленькие кружки), короткозамкнутых щетками.

Токи в нижнем и верхнем слоях согласно фиг. 211, *б* и *с* сдвинуты друг относительно друга по фазе на  $60^\circ$  и дают совпадающие с фазами токов через щетки и указанные на внешней окружности фиг. 211, *с* результирующие линейные нагрузки *I*, *II* и *III*, причем отрицательные токи снова показаны прерывистыми линиями.

Обмотка ротора с диаметральными секциями при трехщеточном включении для расчетного анализа может (как показал автор [Л. 199]), заменяться обычной трехфазной катушечной обмоткой с шириной секции  $\tau/3$ , которая питается токами щеток. Щеточный ток в каждом проводнике эквивалентной обмотки равен результирующему току двух лежащих друг над другом проводников обмотки ротора. Поэтому число витков, последовательно соединенных в фазе эквивалентной обмотки, должно выбираться как раз в половину меньшим, чем в фазе обмотки ротора. Так как последнее составляет  $z/6 a$ , где  $z$  обозначает полное число проводников якоря, то число витков эквивалентной обмотки в фазе

$$\omega = z/12 a. \quad (287)$$



Если мы сравним потери в меди  $Q$  обмотки ротора при трехщеточном включении с потерями в меди  $Q_0$ , как они получаются при совпадении по фазе токов в верхнем и нижнем слоях (как при шестищеточном включении с диаметрными щетками, разд. d), то при тех же самых результирующих линейных нагрузках получим:

$$\dot{Q} = (2/\sqrt{3})^2 Q_0 = \frac{4}{3} Q_0. \quad (288)$$

При этих и последующих рассмотрениях предполагается, что щетки являются бесконечно узкими и, следовательно, нет проводников роторной обмотки, которые из-за перекрытия их щетками становятся более или менее бездействующими.

**с. Трехщеточное включение при хордовой обмотке.** На фиг. 211, d показано, каким образом сокращение ширины секции на угол  $2\beta$  влияет на распределение токов при трехщеточном включении. Внешняя окружность снова представляет собою результирующее распределение токов от нижнего и верхнего слоев. Для каждой отдельной фазы результирующий полный ток внутри двойного полюсного деления (на фиг. 211 полная окружность якоря) больше не равен нулю. Поэтому в кривой возбужденного поля полуволна под осью абсцисс больше не является зеркальным отражением полуволны над осью абсцисс, так что кривая возбужденного поля дает также высшие гармонические четного порядка (см. разд. I A1c и d). Поэтому вообще нецелесообразно при трехщеточном включении применять хордовую обмотку.

Только в частном случае, к которому мы вернемся в разд. IIIA4, обмотка якоря выполняется с шириной секции  $W = 2\tau/3$  ( $2\beta = 60^\circ$ ). В этом случае распределение тока получается по фиг. 212, на которой отдельная средняя окружность представляет результирующее распределение тока. В результирующее распределение токов входят только положительные токи от фаз токов через щетки; следовательно, она не может заменяться обычной катушечной обмоткой с шириной секции  $\tau/3$ . Это могло бы все же быть сделано посредством кольцевой обмотки с шириной секции  $2\tau/3$ , обтекаемой токами через щетки. Щеточный ток в проводнике кольцевой обмотки опять равен результирующему току двух лежащих друг над другом проводников роторной обмотки. Так как у кольцевой обмотки активными являются только проводники, лежащие на поверхности якоря, число последовательно соединенных витков эквивалентной к о л ъ ц е в о й обмотки будет:

$$\omega = z/6 \ a. \quad (289a)$$

Если желательно заменить обмотку ротора распределенной по поверхности обмоткой, то, как показано на фиг. 212 четырьмя внешними окружностями, это можно представить четырехслойной обмоткой, у которой результирующий ток от четырех лежащих друг над другом и обтекаемых щеточными токами проводников равен

утроенному току через щетку. Таким образом,  $4/3$  проводников эквивалентной обмотки равноценны двум проводникам обмотки ротора. Поэтому число последовательно соединенных витков эквивалентной распределенной по поверхности обмотки равно двум третям числа витков роторной обмотки, т. е. на фазу

$$\omega = \frac{2}{3} \cdot z/6 a = z/9 a. \quad (289b)$$

Технически такая эквивалентная обмотка может выполняться в виде двух лежащих друг над другом двухслойных обмоток, ширина секций которых  $W = 2\pi/3$  (см. также разд. g).

#### д. Шестищеточное включение с диаметрными щетками.

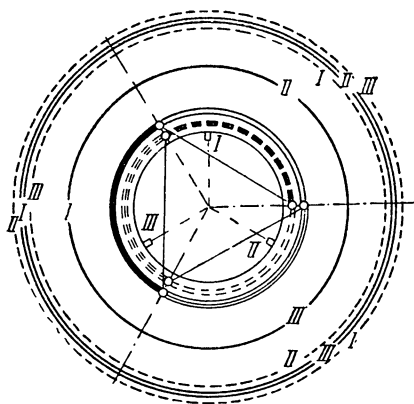
Для того чтобы каждый из трех токов мог протекать через обмотку независимо от других, мы вообще должны предполагать питающую трехфазную сеть несвязанной. При одной (связанной) трехфазной сети это может осу-

ществляться посредством промежуточного включения трансформатора, первичные обмотки которого соединены, например, в звезду, а вторичные обмотки не связаны (см. фиг. 217, b).

При предположенной здесь сначала диаметральной установке щеток, но только при ней, можно было бы также соединить вторичную обмотку трансформатора шестифазно в звезду; на токораспределение это не повлияло бы.

На фиг. 213, a щетки, из которых токи выходят, изображены черными. Каждый из трех токов при несвязанных напряжениях обтекает тогда независимо от остальных все проводники обмотки точно так же, как и при однофазном питании (см. фиг. 1, a), так что в каждом проводнике обмотки накладываются три тока различных фаз. На фиг. 213, b для диаметральной обмотки дугами окружностей и римскими цифрами указаны линейные нагрузки, создаваемые каждым из трех протекающих через щетки токов в нижнем и верхнем слоях якорной обмотки (в сопоставлении с фиг. 211, c); это находящиеся непосредственно около окружности коллектора три двойных круга. При этом каждый проводник проводит половину тока через щетку ( $I/2$ ). Внешний двойной круг представляет собой результирующие линейные нагрузки в нижнем и верхнем слоях, как они получаются наложением трех токов, причем каждый круг соответствует полному щеточному току ( $I$ ).

Таким образом, обмотка ротора по фиг. 213, b также может заменяться обычной трехфазной обмоткой, стороны секций которой

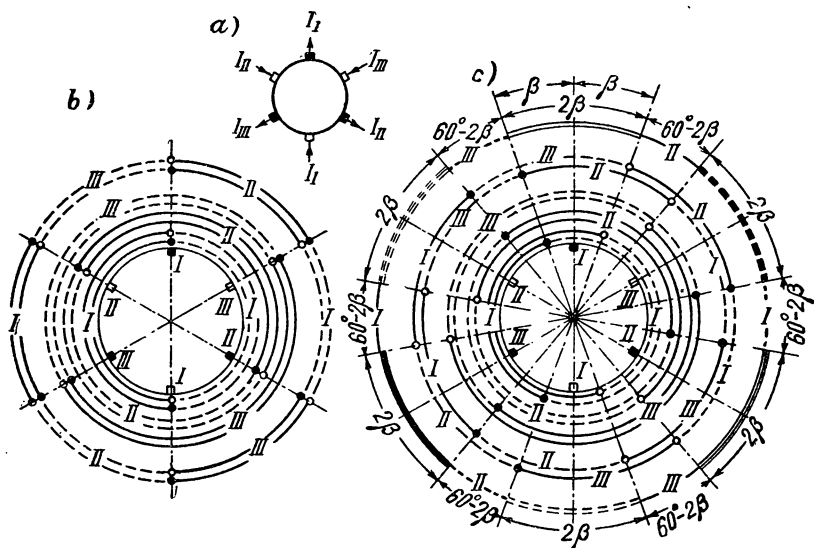


Фиг. 212. Трехщеточное включение: ширина секции равна  $2/3$  полюсного деления.

в фазе занимают одну треть полюсного деления и питаются щеточным током. Результирующий ток в одном проводнике коллекторной обмотки оказывается вдвое большим, чем при однофазном питании:

$$I_i = 2I/2 \text{ а} = I/a; \quad (290a)$$

это необходимо учитывать при расчете линейной нагрузки (см. разд. 4 с). Два лежащих один над другим проводника дают, таким образом, ток  $2 I/a$ , тогда как при трехщеточном включении по ур. (287a) и фиг. 211, *b* они дают только  $I/a$ . Число последовательно



Фиг. 213. Шестищеточное включение с диаметрными щетками: *a*) токи; *b*) и *c*) токораспределение; *b* — диаметральной обмотка; *c* — хордовая обмотка ( $2\beta = 40^\circ$ ).

соединенных витков эквивалентной обмотки, которая заменяет коллекторную обмотку обычной трехфазной обмоткой, таким образом, в двое больше, чем при трехщеточном включении [ур. (287)], а именно:

$$w = z/6 \text{ а.} \quad (290)$$

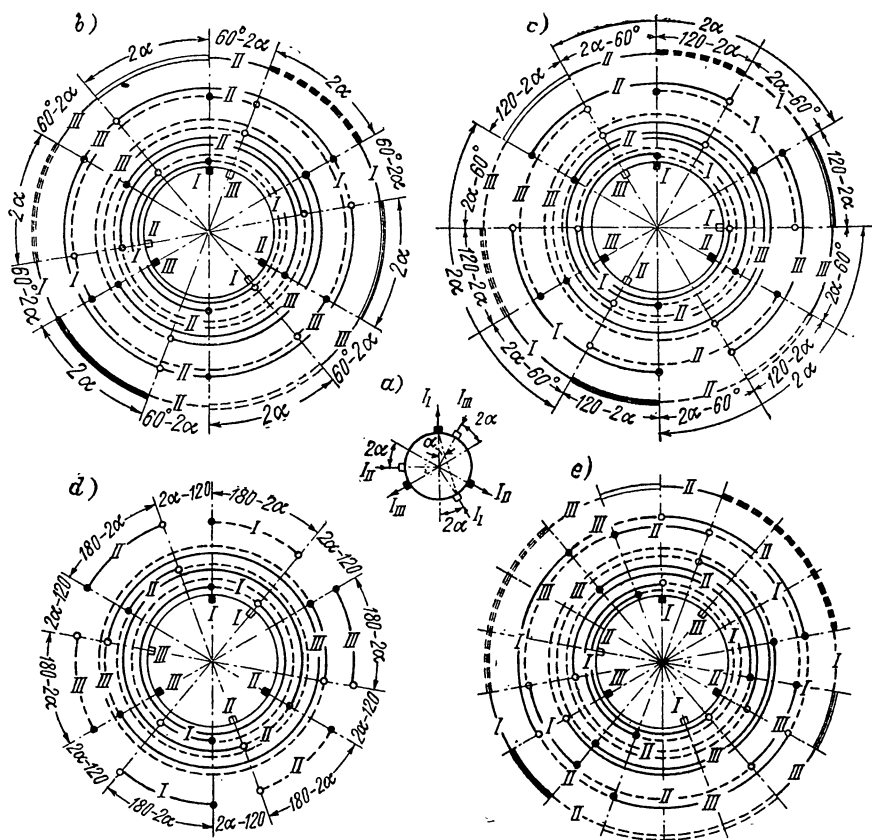
В противоположность трехщеточному включению, нижний и верхний слои проводят здесь всегда токи, равные по величине и фазе. Поэтому при одинаковой результирующей линейной нагрузке потери в меди в обмотке при трехщеточном включении и шестищеточном включении с диаметрными щетками относятся как 4 : 3 [см. ур. (288)], т. е. трехщеточное включение дает на 33% большие потери в меди, чем шестищеточное включение с диаметрными щетками, если ток через щетку при шестищеточном включении ровно в половину меньше, нежели при трехщеточном включении.

Хордовые обмотки при шестищеточном включении с диаметральноми щетками так же, как и диаметральные обмотки, дают симметричное распределение линейной нагрузки, а поэтому и кривой возбужденного поля, которая содержит только высшие гармонические нечетного порядка. На фиг. 213, *с* представлено токораспределение для сокращения шага секции на пространственный фазовый угол  $2\beta = 40^\circ$ . Получается та же самая результирующая линейная нагрузка, что и при диаметральной обмотке с хордовой установкой щеток, если в обоих случаях хордовый угол одинаков ( $2\beta = 2\alpha$ , см. фиг. 213, *с* и фиг. 214, *б*).

**е. Шестищеточное включение с хордовыми щетками.** При хордовой установке щеток (фиг. 214, *а*, которая соответствует однофазной схеме на фиг. 1, *б*) во избежание короткого замыкания ротор всегда должен питаться от несвязанных обмоток. На фиг. 214, *б* для диаметральной обмотки представлено распределение тока по окружности якоря в качестве примера для угла  $2\alpha = 40^\circ$ , на который белые щетки сдвинуты из их диаметрального положения. Три двойных круга непосредственно около окружности коллектора представляют собой токораспределение в нижнем и верхнем слоях, вызванное тремя токами через щетки  $I_I$ ,  $I_{II}$  и  $I_{III}$ . Со сдвигом белой щетки на угол  $2\alpha$  из диаметрального положения поворачивается также короткозамкнутая ею секция (указана незачерненным кружком) и, так как после каждой короткозамкнутой стороны секции имеет место перемена направления тока на окружности якоря, может быть сразу указано для любого положения щеток направление тока по окружности якоря, вызванное одним из трех токов.

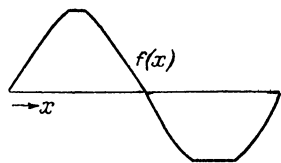
На фиг. 214, *б* принято, что ток, протекающий через пару щеток, равномерно распределяется на обе параллельно соединенные ветви якоря. Другое предположение об отношении токов в обеих ветвях не имеет влияния на результирующее токораспределение в каждом отдельном слое, которое представлено четвертым двойным кругом (считая от окружности коллектора), и на результирующее токораспределение от обоих слоев, которое указано внешним кругом на фиг. 214, *б*.

Мы видим из фиг. 214, *б*, что в результирующей линейной нагрузке (внешний круг) нужно различать 12 зон. В шести зонах, каждая из которых занимает угол  $60^\circ = 2\alpha$ , результирующая линейная нагрузка может создаваться обычной трехфазной катушечной обмоткой, которая питается щеточными токами  $I_I$ ,  $I_{II}$  и  $I_{III}$  и имеет ширину  $(60 - 2\alpha)\tau/180^\circ$ . В остальных шести зонах, каждая из которых занимает угол  $2\alpha$ , результирующая линейная нагрузка может создаваться обычной катушечной обмоткой с шириной  $2\alpha\tau/180^\circ$ , которая питается токами, сдвинутыми по фазе относительно токов через щетки соответственно фиг. 211, *б*. Возбужденные обеими группами линейных нагрузок магнитные поля совпадают по фазе, следовательно, складываются алгебраически, так как они сдвинуты в пространстве на тот же самый фазовый угол (а именно  $30^\circ$ ) по окружности якоря, что и их токи во времени.



Фиг. 214. Шестищеточное включение с хордовыми щетками: а) токи; б) до е) токораспределение; б) до д) диаметрально обмотка; б)  $2\alpha = 40^\circ$ , с)  $2\alpha = 90^\circ$ , д)  $2\alpha = 140^\circ$ ; е) хордовая обмотка,  $2\beta = 40^\circ$ ,  $2\alpha = 20^\circ$ .

Токораспределение на фиг. 214, б справедливо только для щеточных углов  $0 \leq 2\alpha \leq 60^\circ$ . В зонах  $60^\circ - 2\alpha$  один обтекаемый удвоенным током через щетку проводник эквивалентной обмотки равнозначен двум таким проводникам обмотки ротора. В зонах  $2\alpha$ , согласно фиг. 214, б и 211, б, два обтекаемых токами через щетку проводника роторной обмотки равнозначны одному проводнику, который обтекается утроенным током ветви ротора при трехщеточном включении.



Фиг. 214f. Кривая возбужденного поля фиг. 214, е.

Если  $2\alpha = 60^\circ$ , то совпадут белая щетка I с черной щеткой II (см. фиг. 214, б), белая II с черной III и белая щетка III с черной щеткой I. Каждые два сдвинутые по фазе на  $60^\circ$  тока через щетки объединяются

в коллекторной пластине и получается результирующее токораспределение, которое отличается от такового при одинарном щеточном устройстве на фиг. 211, с только тем, что результирующий ток сдвигается на фазовый угол  $\alpha = 30^\circ$ .

Если  $60^\circ \leq 2\alpha \leq 120^\circ$ , то мы получаем токораспределение, например, для  $2\alpha = 90^\circ$ , представленное на фиг. 214, с. В области зоны  $2\alpha = 60^\circ$  ток в нижнем или верхнем слое равен нулю и обтекаемый ток через щетку проводник эквивалентной обмотки равнозначен одному проводнику обмотки ротора. В зонах  $120^\circ - 2\alpha$  токораспределение такое же самое, как в зонах  $2\alpha$  на фиг. 214, b.

Мы должны, наконец, рассмотреть еще область  $120^\circ \leq 2\alpha \leq 180^\circ$  (фиг. 214, d для  $2\alpha = 140^\circ$ ). При этом мы получаем зоны с углом  $180^\circ - 2\alpha$ , в которых результирующий ток в одном слое ротора равен нулю, а в другом равен току через щетку, точно так же, как в зонах  $2\alpha = 60^\circ$  области углов  $60^\circ \leq 2\alpha \leq 120^\circ$ . В остальных зонах с углом  $2\alpha = 120^\circ$  результирующая линейная нагрузка в каждом слое обмотки равна нулю.

Теперь мы отнесем еще потери в меди  $Q$  при хордовой установке щеток к потерям в меди  $Q_0$  при диаметральной установке щеток, если токи через щетки остаются теми же самыми. В области  $0^\circ \leq 2\alpha \leq 60^\circ$  (см. фиг. 214, b и 213, b) результирующая линейная нагрузка в каждом слое, а также потери в меди не зависят от угла  $2\alpha$ . В области  $60^\circ \leq 2\alpha \leq 120^\circ$  (см. фиг. 214, с) в зонах  $120^\circ - 2\alpha$  они те же самые, что и при  $2\alpha = 0$ , а в зонах  $2\alpha = 60^\circ$ , напротив, в половину меньше, поскольку каждый один слой обесточен. Следовательно,

$$Q = \frac{120 - 2\alpha + \alpha - 30^\circ}{60^\circ} Q_0 = \frac{90^\circ - \alpha}{60^\circ} Q_0. \quad (291)$$

В области  $120^\circ \leq 2\alpha \leq 180^\circ$  в зонах  $2\alpha = 120^\circ$  оба слоя обесточены, а в зонах  $180^\circ - 2\alpha$  обесточен только один слой;  $Q$  получается, как и в области  $60^\circ \leq 2\alpha \leq 120^\circ$ .

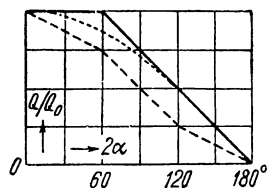
При тех же токах через щетки потери в меди в обмотке будут:

$$\text{в области } 0^\circ \leq 2\alpha \leq 60^\circ: Q = Q_0; \quad (291a)$$

$$\text{» » } 60^\circ \leq 2\alpha \leq 180^\circ: Q = \frac{90^\circ - \alpha}{60^\circ} Q_0; \quad (291b)$$

они представлены на фиг. 215 в зависимости от всей области углов сплошной кривой. Для  $2\alpha = 180^\circ$  они становятся равными нулю, поскольку тогда роторная обмотка обесточена, так как подводимый к какой-либо щетке ток непосредственно отводится через коллекторную пластину к другой щетке.

Хордовыми обмотками избегают, поскольку они дают несимметрич-

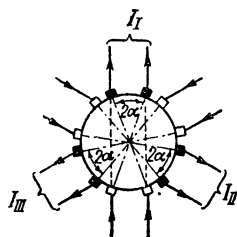


Фиг. 215. Отношение потерь в меди в зависимости от  $2\alpha$  при хордовых щетках; — шестищеточное включение; — — — двенадцатищеточное включение; . . . .  $\cos \alpha$ .

ное токораспределение по окружности якоря, так что кривая возбужденного поля содержит также высшие гармонические четного порядка (см. разд. I A1d, фиг. 2, *b* и 3, *c*). На фиг. 214, *e* представлено, например, токораспределение по окружности якоря для сокращения ширины секции на угол  $2\beta = 40^\circ$  при сдвиге щеток на  $2\alpha = 20^\circ$  из диаметрального положения. Получающаяся при этом кривая возбужденного поля  $f(x)$  изображена на фиг. 214, *f* для того момента времени, в котором ток, протекающий через щетку  $I$ , имеет свое максимальное значение.

#### **f. Двенадцатищеточное включение (с хордовыми щетками).**

Чтобы еще более снизить потери в меди и э. д. с. коммутации (см. разд. 7by), могут применяться для каждой фазы тока двойные щетки с хордовым расположением, как мы это



Фиг. 216. Двенадцатищеточное включение (с хордовыми щетками).

уже рассматривали для однофазных машин на фиг. 2, *d* до *f*. Мы получаем тогда представленное на фиг. 216 расположение щеток с двенадцатью щетками в двухполюсной схеме. Щетки одной фазы должны включаться на две отдельные обмотки или ветви обмотки. В этом случае, как мы показали при однофазном щеточном устройстве, области между входными щетками одной фазы (белые щетки на фиг. 216) и выходными щетками одной фазы (черные щетки на фиг. 216) для соответственных фаз обесточены. На фиг. 214, *b*, например, при

двойном щеточном устройстве оказываются без тока: вызванная током  $I_I$  линейная нагрузка в зонах  $2\alpha$  сверху слева и снизу справа, вызванная током  $I_{II}$  линейная нагрузка в зонах  $2\alpha$  снизу слева и сверху справа и вызванная током  $I_{III}$  линейная нагрузка в зонах  $2\alpha$  снизу слева и сверху справа. Ток в зонах  $60^\circ - 2\alpha$  в нижнем и верхнем слоях остается тогда тем же самым, а в зонах  $2\alpha$  он в каждом слое составляет  $\sqrt{3}/2$  от такового на фиг. 213, *b*. Потери в меди при тех же самых полных токах через щетки будут, следовательно, в области  $0 \leq 2\alpha \leq 60^\circ$ :

$$Q = \frac{60^\circ - 2\alpha + \frac{3}{4} \cdot 2\alpha}{60^\circ} Q_0 = \frac{120^\circ - \alpha}{120^\circ} Q_0. \quad (292a)$$

На фиг. 214, *c* при двойных щетках в зонах  $120^\circ - 2\alpha$  ток в каждой одной фазе равен нулю, т. е. потери в меди составляют только  $3/4$  от таковых по фиг. 213, *b*; в зонах  $2\alpha - 60^\circ$  в каждом слое протекает только половина тока от такового на фиг. 213, *b*, потому что токи каждых двух фаз равны нулю. Потери в меди составляют, таким образом, только  $1/4$  от потерь в меди по фиг. 213, *b*. При этом будет: в области  $60^\circ \leq 2\alpha \leq 120^\circ$

$$Q = \frac{\frac{3}{4}(120^\circ - 2\alpha) + \frac{1}{4}(2\alpha - 60^\circ)}{60^\circ} Q_0 = \frac{75^\circ - \alpha}{60^\circ} Q_0. \quad (292b)$$

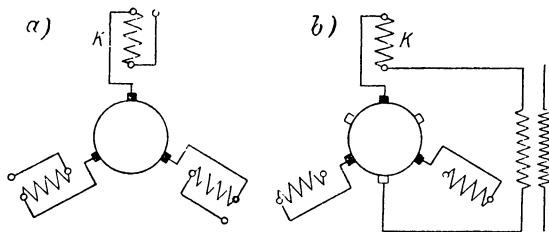
Наконец для фиг. 214, *d* получается, опять же с двойными щетками, что зоны  $2\alpha - 120^\circ$  снова обесточены, а в зонах  $180^\circ - 2\alpha$  в обоих слоях протекает половина тока. Мы получаем в области  $120^\circ \leq 2\alpha \leq 180^\circ$

$$Q = \frac{\frac{1}{4}(180^\circ - 2\alpha)}{60^\circ} Q_0 = \frac{90^\circ - \alpha}{120^\circ} Q_0. \quad (292c)$$

На фиг. 215 представлены штриховой линией приведенные к потерям в меди  $Q_0$  при шестищеточном включении с диаметральной щетками потери в меди  $Q$  при двенадцатищеточном включении в зависимости от щеточного угла  $2\alpha$ , которые позволяют видеть уменьшение потерь в меди по сравнению с шестищеточным включением (сплошная кривая).

При двенадцатищеточном включении и х о р д о в о й о б м о т к е токораспределение может быть определено путем наложения токов каждой отдельной фазы, для которых мы указали распределение токов в разд. I A1c. При этом получается симметричное распределение токов, т. е. полный ток от токов каждой отдельной фазы внутри двойного полюсного деления равен нулю, и кривая возбужденного поля содержит только высшие гармонические нечетного порядка.

**г. Компенсационная обмотка.** При неподвижных щетках в некоторых случаях желательно уничтожить полный ток обмотки ротора



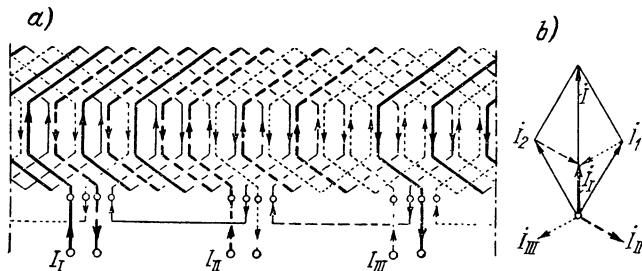
Фиг. 217. Компенсационная обмотка  $K$ : а) при трехщеточном включении; б) при шестищеточном включении.

посредством такового соответствующей обмотки на статоре, так называемой компенсационной обмотки. Для этого пригодны приведенные в разд. b до d эквивалентные обмотки, если они обтекаются обратными токами, т. е. концы обмоток меняются. В токораспределениях эквивалентных обмоток, которые представлены в разд. b до d для различных роторных обмоток, нужно тогда поменять местами сплошные и штриховые линии. При трехщеточном включении с диаметральной обмоткой компенсационная обмотка  $K$  (фиг. 217, а), которая питается щеточными токами и расположение которой по окружности якоря ясно из фиг. 211, с, должна иметь число последовательно соединенных витков на фазу по ур. (287).



Для диаметральной обмотки ротора с шестистеточным включением и диаметральными щетками (фиг. 217, *b*) расположение компенсационной обмотки дается фиг. 213, *b*, а число последовательно соединенных витков на фазу ур. (290).

При трехщеточном включении с секциями с шагом  $W = 2\tau/3$  средний круг на фиг. 212 указывает расположение компенсационной обмотки, выполняемой в виде кольцевой обмотки, причем каждая фаза содержит число последовательно включенных витков, указанное ур. (289а). Из конструктивных соображений, однако, компенсационная обмотка выполняется как обмотка, распределенная по поверхности. Согласно разд. 2с она может выполняться в виде двух



Фиг. 218. Двухслойная компенсационная обмотка.

лежащих друг над другом двухслойных обмоток с шириной секций  $W = 2\tau/3$  соответственно внешним четырем кругам на фиг. 212 с числом витков, последовательно соединенных в фазе по ур. (289b) [см. Л. 328а и б).

Если хотя бы избежать четырехслойной обмотки, то компенсационную обмотку можно выполнить также двухслойной. На фиг. 218, *a* представлена такая обмотка на развернутой схеме для двух полюсов. Каждые два лежащие рядом и друг над другом проводника дают в первой трети двойного полюсного деления полный ток в фазе с током  $I_I$ , во второй трети полный ток в фазе с током  $I_{II}$  и в третьей трети полный ток в фазе с током  $I_{III}$ . Это подробнее поясняется фиг. 218, *b*. Первые два лежащие друг над другом проводника дают результирующий ток  $I_I = I_I - I_{III}$ , вторые два лежащие друг над другом проводника — ток  $I_2 = I_I - I_{II}$ ; их сумма  $I = I_1 + I_2$  находится в фазе с током  $I_I$ . Представленная на фиг. 218, *a* обмотка может выполняться с 9-ю или также 18-ю пазми на двойное полюсное деление. Если она выполнена с 9-ю пазми, то полный ток каждого паз находится в фазе с током через щетку, если она выполняется с 18-ю пазми, то фаза полного тока одного паз несколько отклоняется от тока через щетку (см. фиг. 218, *b*), и только полный ток двух пазов дает точную компенсацию в фазе с током через щетку.

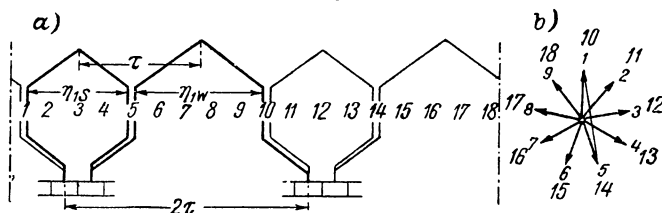
Выполненные таким образом компенсационные обмотки уничтожают не только основную гармоническую, но также, помимо

колебаний потока при вращении ротора, вызванных зубчатостью, и высшие гармонические кривой возбужденного поля якоря.

Роторные обмотки с хордовой установкой щеток, как правило, применяются без компенсационных обмоток. Основная гармоническая в кривой возбужденного поля могла бы здесь заменяться таковой от одной единственной, питаемой токами через щетки главной обмотки, расположение и число витков которой вытекает из рассмотрений в разд. 2d до f. Чтобы уничтожить также и в  $\psi$  и  $\theta$  гармонические в кривой возбужденного поля ротора, нужно было бы применить две отдельные обмотки, одна из которых питается щеточными токами, а другая такими токами, которые смещены относительно щеточных токов на  $30^\circ$  и действующее значение которых составляет  $1/\sqrt{3}$  от тока через щетки. На этом несущественном случае мы не будем останавливаться.

### 3. Роторная обмотка Латура

Для того чтобы при петлевых обмотках сделать ненужными уравнивательные соединения, параллельно петлевой обмотке включают волновую обмотку. Эта объединенная обмотка называется в литературе обмоткой Латура [Л. 202] или также «лягушечьей



Фиг. 219. Обмотка Латура с нечетным  $N/p$ .

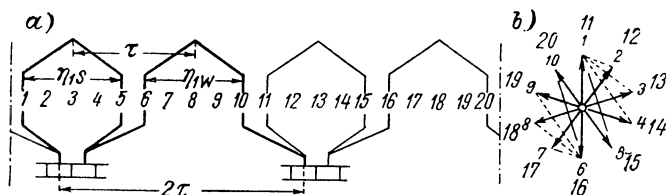
обмоткой» [Л. 203]. Каждые два лежащие друг от друга на двойном полюсном делении по окружности якоря витка петлевой обмотки соединяются одним витком волновой обмотки, как это представлено, например, для одноходовой петлевой обмотки с  $N = 18$  и  $p = 2$  на фиг. 219, а. Из таких элементов составляется вся обмотка.

Выделенный на фиг. 219, а более жирными линиями ход обмотки, образованный витком петлевой обмотки и включенным с ним последовательно витком волновой обмотки, соединяет две расположенные друг от друга на двойном полюсном делении коллекторные пластины. Однако эти же точки обмотки якоря соединяются между собой также у петлевых обмоток уравнивательными соединениями, необходимыми для выравнивания неодинаковых потоков полюсов. Мы называли их в разд. I 11, «Якорные обмотки», уравнивательными соединениями «первого рода». Чтобы выделенный на фиг. 219, а более жирными линиями ход обмотки действовал в качестве уравнивательного соединения первого рода и через щетки одной полярности не протекали вредные уравнивательные токи, э. д. с., индуцируе-

мая в этом ходе обмотки потоком полюсов или (у машин с вращающимся полем) основной гармонической вращающегося поля, должна равняться нулю. При ходе обмотки по фиг. 219, *a*, где левая сторона витка волновой обмотки лежит в том же самом пазу, что и правая сторона витка петлевой обмотки, это будет всегда в случае, если сумма ширины секций  $\eta_{1S}$  петлевой секции и  $\eta_{1W}$  волновой секции, измеренных в пазовых делениях, будет равна двойному полюсному делению, т. е. если

$$\eta_{1S} + \eta_{1W} = N/p. \quad (293a)$$

Это условие непосредственно следует из звезды напряжений на фиг. 219, *b*; вектор от 10 к 5 равен и направлен противоположно вектору от 5 к 1. Частичные шаги при соблюдении условия (293a) могут быть любыми.



Фиг. 220. Обмотка Латура с четным  $N/p$ .

Ур. (293a) также и при четном числе пазов на пару полюсов ( $N/p = \text{четное}$ ) является условием того, что при магнитной симметрии поток в ходе обмотки, образованном из двух последовательно соединенных витков петлевой и волновой обмоток, как на фиг. 219, *a*, будет равен нулю. Но это условие при четном числе пазов на пару полюсов выполняется также тогда, если витки петлевой и волновой обмоток на окружности якоря находятся один от другого на расстоянии полюсного деления  $\tau$  и

$$\eta_{1S} = \eta_{1W}. \quad (293b)$$

На фиг. 220, *a* представлен ход обмотки для одноходовой петлевой обмотки с  $N = 20$  и  $p = 2$  и с шириной секций  $\eta_{1S} = \eta_{1W} = 4$ .

Из звезды напряжений фиг. 220, *b* мы видим, что вектор от 10 к 6 равен и противоположно направлен вектору от 5 к 1. Точно так же мы видим из звезды напряжений, что и шаги  $\eta_{1S} = \eta_{1W} = 1, 2, 3, 4$  дают результирующую э. д. с., в ходе обмотки равную нулю. У обмоток с нечетным  $N/p$  ур. (293b) не дает результирующую э. д. с., равную нулю, потому что на звезде напряжений (см. фиг. 219, *b*) нельзя провести соединительные линии между концами  $N/p$  лучей, которые проходили бы параллельно и были бы одинаковой длины, как это возможно при  $N/p$  четном (см. штриховые линии на фиг. 220, *b*).

На фиг. 221, *a* и *b* для наглядности петлевая и волновая обмотки с элементами обмоток по фиг. 219, *a* изображены отдельно друг от

друга; одинаково расположенные коллекторные пластины должны представляться, таким образом, объединенными. Один оборот волновой обмотки выделен более жирными линиями и позволяет видеть, что волновая обмотка, включенная параллельно одноходовой петлевой обмотке, является  $p$ -ходовой волновой обмоткой. Чтобы получалась одинаковая полярность обмоток, соединенных параллельно с помощью коллектора, обе обмотки должны быть либо неперекрещенными (как на фиг. 221, *a* и *b*), либо перекрещенными (см. стр. 98 и 100, т. I).

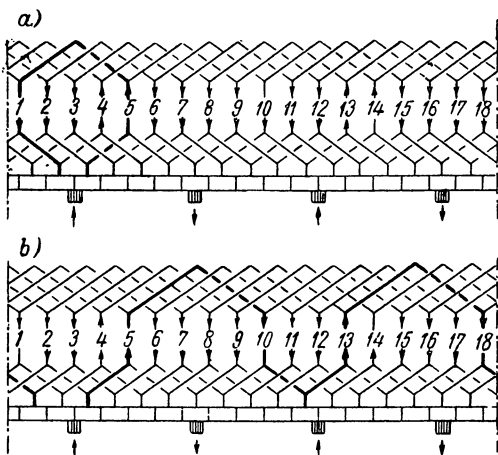
Волновая обмотка может включаться параллельно также и к многоходовой петлевой обмотке, причем тогда опять, по существу, для элементов обмоток действительны фиг. 219, *a* и 220, *a*. При  $m_s$ -ходовой петлевой обмотке волновая обмотка оказывается  $m_s \cdot p$ -ходовой обмоткой; т. е. должно быть  $a/p = m_s =$  целое число. Условия ур. (293а) и соответственно (293б) могут выполняться также,

если в пазу рядом лежит несколько сторон секций ( $u > 1$ ), например при ступенчатой обмотке.

Согласно разд. I 12С, «Якорные обмотки», при двухходовых петлевых обмотках с нечетным числом пазов на пару полюсов уравнительные соединения первого рода образуют од-

новременно уравнительные соединения второго рода, которые имеют задачей разделить напряжение между коллекторными пластинами по концам одной секции петлевой обмотки посредством промежуточной пластины на две равные части. Для двухходовых петлевых обмоток с нечетным  $N/p$  при объединении петлевой и волновой обмоток не требуется никаких уравнительных соединений второго рода.

В отношении токораспределения по окружности якоря объединенная петлевая и волновая обмотка при нечетном  $N/p$  ведет себя как хордовая обмотка. При шестищеточном включении с хордовыми щетками поэтому в кривой возбужденного поля возникают гармонические четного порядка, которые при двенадцатищеточном включении отсутствуют. При четном  $N/p$  и  $\eta_{1S} = \eta_{1W}$ , наоборот (см. фиг. 220, *a*), обмотка Латура при шестищеточном включении в отношении токораспределения по окружности якоря ведет себя, как при двенадцатищеточном включении с хордовыми щетками; следо-

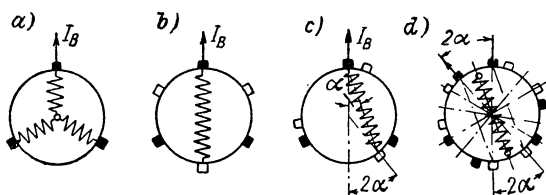


Фиг. 221. *a*) Одноходовая петлевая обмотка; *b*) двухходовая волновая обмотка как часть обмотки Латура при  $p = 2$ .

вательно, при обмотке Латура с четным  $N/p$  и  $\eta_{1S} = \eta_{1W}$  и при шестищеточном включении не возникает гармонических четного порядка. Это является большим преимуществом обмотки Латура. Единственным ее недостатком оказывается несколько худшее использование пространства паза из-за меньшего поперечного сечения проводников, которое, однако, может оказываться благоприятным для уменьшения добавочных потерь в меди из-за вытеснения тока.

#### 4. Эквивалентная обмотка

При расчетном анализе процессов в многофазных машинах мы будем представлять себе коллекторную обмотку замененной либо соединенной в звезду, либо несвязанной обмоткой, которая обтекается токами через щетки и имеет то же число фаз, что и обмотка



Фиг. 222. Эквивалентные обмотки.

статора. Для трехщеточного включения на фиг. 222, *a* непосредственно в окружности коллектора изображена эквивалентная обмотка, соединенная в звезду. Для шестищеточного включения на фиг. 222, *b* и *c* и для двенадцатищеточного включения на фиг. 222, *d* указаны несвязанные эквивалентные обмотки только для одной из фаз. При трехщеточном включении оси фаз обмотки совпадают со средними линиями щеток, а при шести- и двенадцатищеточном включениях — с соединительными линиями щеток одной фазы.

**а. Число витков и обмоточный коэффициент.** В разд. 2b и d мы нашли числа витков эквивалентной обмотки ротора для трех- [ур. (287)] и шестищеточного [ур. (290)] включений. Соответствующий обмоточный коэффициент при диаметральной обмотке с большим числом пазов на роторе будет  $3/\pi$ , а при хордовой обмотке  $3\zeta/\pi$ , если

$$\zeta = \sin \frac{W}{\tau} \frac{\pi}{2} = \cos \beta \quad (294)$$

обозначает коэффициент сокращения шага роторной обмотки. При хордовых щетках (двенадцатищеточное включение) эти коэффициенты нужно еще умножить на  $\cos \alpha$ . Таким образом, мы получаем для трех-, соответственно шести- и двенадцатищеточного включений число витков и обмоточный коэффициент эквивалентной обмотки как

$$w_L = z/12 \text{ а соответ. } w_L = z/6 \text{ а;} \quad (295 \text{ а и б})$$

$$\xi_L = 3\zeta/\pi \text{ соответ. } \xi_L = 3\zeta/\pi \cdot \cos \alpha. \quad (296 \text{ а и б})$$

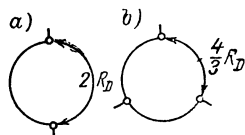
**в. Активное сопротивление.** Сопротивление постоянному току трехфазной коллекторной обмотки мы приведем к сопротивлению  $R_D$  обмотки с однофазным питанием при диаметральной установке щеток, которое мы можем рассчитать известным образом, как у якорной обмотки постоянного тока, например, по ур. (319b), т. I:

$$R_D = \frac{\rho l_m z}{(2a)^2 q}. \quad (297)$$

При трехщеточном включении по фиг. 223, *a* и *b* сопротивление постоянному току одной фазы коллекторной обмотки, соединенной в треугольник, будет  $\frac{4}{3} R_D$ . Эквивалентная обмотка есть обмотка, соединенная в звезду, для которой при одинаковых потерях в меди при токе  $I = \sqrt{3} I_{str}$  фазное сопротивление должно составлять  $\frac{1}{3}$  от фазного сопротивления обмотки, соединенной треугольником. Следовательно, сопротивление постоянному току эквивалентной обмотки при трехщеточном включении

$$R_L = \frac{4}{9} R_D. \quad (298)$$

При шестищеточном включении и диаметральных щетках согласно фиг. 213, *b* при диаметральной обмотке действующее значение тока в одном проводнике вдвое больше, чем при однофазном питании тем же самым током через щетки (одной фазы). Так как теперь эквивалентная обмотка также действительна для того же самого тока через щетку  $I$ , потери в меди всех трех фаз в 4 раза больше, чем при однофазном питании, следовательно, сопротивление постоянному току эквивалентной обмотки на фазу



Фиг. 223.

$$R_L = 2^2 \frac{R_D}{3} = \frac{4}{3} R_D. \quad (299)$$

При хордовых щетках сопротивление  $R_L$  изменяется в отношении потерь в меди при том же токе через щетку. Поэтому при шестищеточном включении согласно ур. (291a и b)

$$\text{в области } 0 \leq 2\alpha \leq 60^\circ: R_L = \frac{4}{3} R_D; \quad (300a)$$

$$\text{» » } 60^\circ \leq 2\alpha \leq 180^\circ: R_L = \frac{90^\circ - \alpha}{60^\circ} \cdot \frac{4}{3} R_D = \frac{90^\circ - \alpha}{45^\circ} R_D. \quad (300b)$$

Эквивалентная обмотка при двенадцатищеточном включении действительна для полного тока через щетки одной фазы,

т. е. для  $I = I/2 + I/2$  (см. фиг. 216). Мы получаем согласно ур. (292а до с)

$$\text{в области } 0 \leq 2\alpha \leq 60^\circ: R_L = \frac{120^\circ - \alpha}{120^\circ} \cdot \frac{4}{3} R_D = \frac{120^\circ - \alpha}{90^\circ} R_D; \quad (301a)$$

$$\text{» » } 60^\circ \leq 2\alpha \leq 120^\circ: R_L = \frac{75^\circ - \alpha}{60^\circ} \cdot \frac{4}{3} R_D = \frac{75^\circ - \alpha}{45^\circ} R_D; \quad (301b)$$

$$\text{» » } 120^\circ \leq 2\alpha \leq 180^\circ: R_L = \frac{90^\circ - \alpha}{120^\circ} \cdot \frac{4}{3} R_D = \frac{90^\circ - \alpha}{90^\circ} R_D. \quad (301c)$$

Активное сопротивление обмотки мы получим путем умножения сопротивления постоянному току на отношение сопротивлений  $k$ , которое может быть рассчитано по разд. II L 2 до 4, т. I, при учете взаимной фазы результирующих токов в верхнем и нижнем слоях. Добавочные потери в меди (из-за вытеснения тока) состоят из двух частей: части, вызванной фазным током, и части, вызванной коммутацией, которые складываются подобно тому, как для одноякорного преобразователя (разд. III A3d, т. II). В большинстве практических случаев активное сопротивление приблизительно равно сопротивлению постоянному току.

К активному падению напряжения в коллекторной обмотке прибавляется еще падение напряжения в переходном сопротивлении щеток. Последнее зависит, согласно данным характеристики щеток, от тока через щетку и при угольных щетках может подставляться для трехщеточного устройства примерно 1 в, а для остальных щеточных устройств примерно 2 в.

**с. Реактивное сопротивление рассеяния.** Реактивное сопротивление рассеяния, которое рассчитывается для одной фазы роторной обмотки по разд. 10, при шести- и двенадцатищеточном включении действительно также и для эквивалентной обмотки; при этих включениях щеток оно зависит от щеточного угла  $2\alpha$ . При трехщеточном включении реактивное сопротивление рассеяния, рассчитанное для действительной фазы коллекторной обмотки, нужно разделить на 3, с тем чтобы реактивная мощность рассеяния эквивалентной обмотки была такой же, как и в коллекторной обмотке, соединенной треугольником (см. также разд. K3d, т. IV).

## 5. Полный ток и линейная нагрузка коллекторной обмотки

Свойства многофазной коллекторной обмотки, исключая рассмотренный в разд. 2с частный случай, определяются главным образом основной гармонической результирующего полного потока. Согласно ур. (98) и (98а), т. II, амплитуда основной гармонической полного тока многофазной обмотки

$$\Theta = \frac{2\sqrt{2} m}{\pi} \frac{\xi \omega}{p} I, \quad (302)$$

где  $m$  есть число фаз,  $p$  — число пар полюсов,  $\omega$  — число последовательно соединенных витков,  $\xi$  — обмоточный коэффициент (для основной гармонической) и  $I$  — действующее значение тока в одной фазе.

Для отдельных величин в ур. (302) мы можем подставлять либо таковые одной фазы коллекторной обмотки, либо ее эквивалентной обмотки. В обоих случаях, согласно определению эквивалентной обмотки, должен получаться тот же самый полный ток  $\Theta$ . Если мы подставим величины для эквивалентной обмотки, то при трехщеточном включении  $m = 3$ ,  $\xi = 3\zeta/\pi$ ,  $\omega = z/12a$ , и мы получим:

$$\Theta = \frac{3}{\sqrt{2}} \frac{\zeta}{\pi^3} \frac{z}{ap} I. \quad (303)$$

Для шести- и двенадцатищеточного включений с диаметральноми и соответственно хордовыми щетками при сдвиге щеток на  $2a$  из диаметрального положения нужно подставлять  $m = 3$ ,  $\omega = z/6a$ ,  $\xi = 3\zeta/\pi$  или соответственно  $3\zeta/\pi \cos \alpha$ . Таким образом,

$$\Theta = \frac{3\sqrt{2}}{\pi^3} \frac{\zeta}{ap} I \quad \text{соотв.} \quad \Theta = \frac{3\sqrt{2}}{\pi^3} \frac{\zeta}{ap} I \cos \alpha. \quad (303)$$

Результирующая, действующая линейная нагрузка для трех- и соответственно шестищеточного включения с диаметральноми щетками получается как

$$A = \frac{m2\omega I}{2p\tau} = \frac{z}{4p\tau} \frac{l}{a} \quad \text{соотв.} \quad A = \frac{z}{2p\tau} \frac{l}{a}, \quad (304a \text{ и } b)$$

которую мы положим в основу при расчете э. д. с. коммутации по формуле Пихельмайера (разд. 7b). Для нагревания эти линейные нагрузки, вообще говоря, не являются определяющими. Так, например, для трехщеточного включения, поскольку линейные нагрузки в нижнем и верхнем слоях сдвинуты по фазе, действительная линейная нагрузка оказывается в  $2/\sqrt{3}$  раз большей.

## 6. Э. д. с., индуцируемая в коллекторной обмотке вращающимся полем

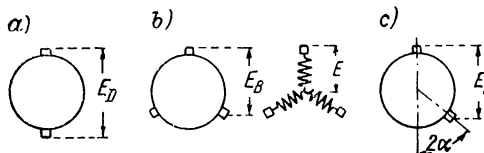
**а. Высшие гармонические вращающегося поля.** При всех рассмотренных мы ограничимся токами, изменяющимися синусоидально во времени, так же как мы это допускали, как правило, у асинхронных машин (разд. E2, т. IV). Однако вращающееся поле содержит тогда еще, даже если мы не будем принимать во внимание колебания магнитной проводимости, кроме основной гармонической, также высшие гармонические.

Высшие гармонические будут двоякого рода (см. введение к разд. H, т. IV). Одна группа этих высших гармонических вызывается высшими гармоническими кривых возбужденного поля обмоток, которые возбуждают вращающееся поле. Эти высшие



гармонические (см. разд. F2 и 3, т. IV) индуцируют в обмотках э. д. с., которые мы относим к рассеянию в зазоре (разд. 10b до d).

Другая группа высших гармонических вызывается явлениями насыщения в железе, которое имеет следствием то, что возбужденное основной гармонической кривой возбужденного поля вращающееся поле отклоняется от синусоидальной формы (разд. E2f, т. IV). Эти высшие гармонические вращаются с той же скоростью, что и основная гармоническая вращающегося поля, и индуцируют э. д. с. между щетками в коллекторной обмотке, действующее значение и частота которых пропорциональны порядку соответствующей



Фиг. 224. Э. д. с. при различных включениях щеток.

гармонической и относительной скорости между коллекторной обмоткой и вращающимся полем. При трехщеточном включении они исчезающе малы, поскольку по разд. E2f, т. IV, особенно проявляется только 3-я гармоническая, а

индуцированные ею э. д. с. в связанных трехфазных обмотках не выявляются. Однако и у несвязанных коллекторных обмоток из-за сравнительно малых обмоточных коэффициентов они столь невелики, что не дают заметной добавки к действующему значению полной э. д. с. коллекторной обмотки.

Поэтому при расчете э. д. с., индуцированной в коллекторной обмотке, мы можем ограничиться основной гармонической вращающегося поля; при этом мы пренебрегаем влиянием секций ротора, перекрытых щетками.

**б. Однофазное щеточное устройство с диаметрными щетками.** Э. д. с. при многофазном включении мы будем относить к э. д. с. при однофазном щеточном устройстве с диаметрными щетками (фиг. 224, а). Мы можем определять индуцируемую э. д. с. двумя путями.

Во-первых, рассчитывая ее по ур. (163), т. I, для машин постоянного тока. Мы получим действующее значение э. д. с., если для  $\Phi_W$  подставим также эффективное значение  $\Phi_{W\text{eff}} = \Phi_W / \sqrt{2}$ . Здесь  $\Phi_W$  есть поток, сцепленный с одной секцией коллекторной обмотки. Отношение этого потока к потоку вращающегося поля  $\Phi_1$

$$\frac{\Phi_W}{\Phi_1} = \left[ \int_{(\tau-W)/2}^{(\tau+W)/2} \sin \frac{\pi x}{\tau} dx \right] : \left[ \int_0^{\tau} \sin \frac{\pi x}{\tau} dx \right] = \sin \frac{W}{\tau} \frac{\pi}{2} = \varsigma, \quad (305)$$

т. е. равно коэффициенту сокращения шага  $\varsigma$  коллекторной обмотки;  $W$  обозначает ширину секции. Если мы обозначим через  $s$  скольжение коллекторной обмотки относительно вращающегося поля (которое только у шунтовой машины с роторным питанием равно единице) и через  $n_1$  синхронную скорость вращения, то получим

действующее значение э. д. с., индуктированной в коллекторной обмотке при однофазных диаметральных щетках от основной гармонической  $\Phi_1$  потока в зазоре,

$$E_D = z \frac{p}{a} sn_1 \frac{\epsilon \Phi_1}{\sqrt{2}}. \quad (306)$$

Другой раз мы можем исходить из ур. (126), т. I, для э. д. с., индуктированной в обмотке переменного тока, и получить, если  $f$  обозначает частоту сети,

$$E = \sqrt{2} \pi \xi \omega s f \Phi_1. \quad (307)$$

Если мы подставим в это уравнение для  $\xi$  обмоточный коэффициент для обмотки, равномерно распределенной по окружности, т. е.  $\xi = 2c/\pi$ , и обозначим через  $w_D$  число витков питаемой однофазно обмотки при диаметральных щетках, то получим:

$$E_D = 2\sqrt{2} w_D s f \epsilon \Phi_1. \quad (307a)$$

Если мы обратим внимание на соотношения

$$w_D = z/4a \text{ и } f = n_1 p, \quad (307b \text{ и } c)$$

то увидим, что по ур. (306) и (307a) получаются одинаковые значения для э. д. с.

**с. Трехщеточное включение.** В этом случае (фиг. 224, *b*) напряжение на щетках получается непосредственно из потенциального круга:

$$E_B = \frac{\sqrt{3}}{2} E_D = \sqrt{2} \sqrt{3} w_D s f \epsilon \Phi_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} z \frac{p}{a} sn_1 \epsilon \Phi_1, \quad (308a)$$

которое соответствует ф а з н о м у    н а п р я ж е н и ю

$$E = \frac{1}{2} E_D = \sqrt{2} w_D s f \epsilon \Phi_1 = \frac{1}{2} z \frac{p}{a} sn_1 \frac{\epsilon \Phi_1}{\sqrt{2}}. \quad (308b)$$

**d. Шести- и двенадцатищеточное включения.** Так как диаметрально положение щеток является лишь частным случаем (а именно  $\alpha = 0$ ) хордового положения, мы выразим э. д. с. сразу для хордовых щеток. По фиг. 224, *c* мы получаем:

$$E = E_B = E_D \cos \alpha = 2\sqrt{2} w_D s f \epsilon \Phi_1 \cos \alpha = z \frac{p}{a} sn_1 \frac{\epsilon \Phi_1}{\sqrt{2}} \cos \alpha. \quad (309)$$

## 7. Процессы в секциях ротора, перекрытых щетками

**а. Э. д. с.  $\mathcal{E}_{R_1}$ , индуктированная основной гармонической вращающегося поля.** Процессы в перекрытых щетками секциях ротора аналогичны таковым у однофазных машин (см. разд. IА8). Наряду

с э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_w$  возникает еще индуцированная вращающимся полем «э. д. с. вращающегося поля», которая проявляется подобно тому, как для однофазного двигателя. Поэтому мы обозначаем ее здесь также через  $\mathcal{E}_R$ , хотя, собственно говоря, она является э. д. с. вращения. У шунтовой машины с роторным питанием (разд. D) коллекторная обмотка неподвижна относительно обмотки, подключенной к сети. Тогда э. д. с.  $\mathcal{E}_{R_1}$ , индуцированная основной гармонической вращающегося поля, как и у однофазной машины без сдвинутого по фазе коммутирующего поля, не зависит от скорости вращения.

У машин со статорным питанием это, напротив, не имеет места, а именно,  $\mathcal{E}_{R_1}$  пропорциональна скольжению ротора относительно вращающегося поля, и исчезает, следовательно, при синхронной скорости вращения ( $s = 0$ ). Э. д. с. вращающегося поля в машине со статорным питанием ведет себя поэтому при постоянном вращающемся поле точно так же, как результирующая из э. д. с. покоя у однофазного двигателя при постоянном пульсирующем поле и э. д. с. вращения в некотором постоянном коммутирующем поле, которая при синхронной скорости вращения полностью уничтожает э. д. с. покоя (см. разд. I B4c).

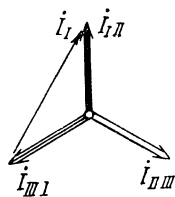
Если мы умножим действующее значение э. д. с. покоя, которая индуцируется изменяющимся во времени синусоидально пульсирующим потоком  $\Phi_1$  [ур. (8a)], на скольжение  $s$ , то получим индуцируемую в машине со статорным питанием основную гармоническую  $\Phi_1$  вращающегося поля э. д. с. между смежными коллекторными пластинами

$$\mathcal{E}_{R_1} = \sqrt{2} \pi \omega_k s f \zeta \Phi_1 \approx \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{p}{a} \frac{z}{k} s f \zeta \Phi_1 \quad (310)$$

Здесь  $\omega_k \approx zp/2ka$  [ур. (7)] есть эффективное число витков между смежными коллекторными пластинами, которое только у однофазной петлевой обмотки ( $a = p$ ) равно числу витков одной секции ротора;  $\zeta$  есть коэффициент сокращения шага роторной обмотки [ур. (294)], который для диаметральной обмотки равен единице.

У машин с роторным питанием в ур. (310) следует подставлять  $s = 1$ .

**б. Э. д. с. коммутации.** Э. д. с. коммутации в секции ротора определяется изменением тока в этой секции, когда она во время короткого замыкания щетками переключается из одной фазы обмотки в другую. Вообще, правда, имеет место еще влияние остальных одновременно замкнутых коротко щетками сторон секций, лежащих в тех же пазах, что и рассматриваемая секция, но это влияние при стремящейся к прямолинейной коммутации также пропорционально изменению тока в рассматриваемой секции и может учитываться индуктивностью  $L$  секции.



Фиг. 225. Фазы тока.

а. Трехщеточное включение. Если мы запишем для суммарных токов одной фазы, протекающих через щетки I, II, III (см. фиг. 225),

$$\left. \begin{aligned} i_I &= \sqrt{2} I \sin \omega t; & i_{II} &= \sqrt{2} I \sin (\omega t - 2\pi/3) \\ \text{и} & & i_{III} &= \sqrt{2} I \sin (\omega t - 4\pi/3), \end{aligned} \right\} \quad (311a \text{ до } c)$$

то, согласно разд. IC7, т. I, возбужденное ими в пространстве вращающееся поле вращается по часовой стрелке. Если мы теперь представим себе ротор, вращающийся в направлении вращающегося поля, т. е. также по часовой стрелке, и будем считать (произвольно) линейные нагрузки, изображенные на фиг. 211, с сплошными линиями, положительными, а штриховыми линиями отрицательными, то за время от  $t - T_k/2$  до  $t + T_k/2$  ток в секции, перекрытой щеткой I на фиг. 211, с (зачерненные стороны секции над щеткой I), будет меняться от

$$-i_{IIIH} = -\frac{\sqrt{2}I}{\sqrt{3}a} \sin \left[ \omega \left( t - \frac{T_k}{2} \right) + 150^\circ \right] \quad (312a)$$

до

$$-i_{IHI} = -\frac{\sqrt{2}I}{\sqrt{3}a} \sin \left[ \omega \left( t + \frac{T_k}{2} \right) + 30^\circ \right] \quad (312b)$$

(см. также разд. I A7c). При этом мы получим среднее значение э. д. с. коммутации

$$\mathcal{E}_{wm} = -L \frac{-i_{IIIH} + i_{IHI}}{T_k} = \left( \cos \frac{\omega T_k}{2} - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \frac{\omega T_k}{2} \right) \frac{L}{aT_k} i_I. \quad (312)$$

В тех же пазах, в которых находятся стороны секции, перекрытой щеткой, протекает еще ток, не зависящий от коммутации:

$$i_{IIIII} = \frac{\sqrt{2}I}{\sqrt{3}a} \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right) = -\frac{\sqrt{2}I}{\sqrt{3}a} \cos \omega t \quad (313a)$$

(см. фиг. 211, с) в верхнем слое (и  $-i_{IIIII}$  в нижнем слое), поток рассеяния которого индуцирует в секции, перекрытой щетками, некоторую э. д. с.  $\mathcal{E}_f$  (и, соответственно, среднее значение за время  $t - T_k/2 \leq t_1 \leq t + T_k/2$ ),

$$\mathcal{E}_f = -M \frac{di_{IIIII}}{dt} = -\frac{\omega M}{\sqrt{3}a} i_I; \quad \mathcal{E}_{fm} = -\frac{2M}{\sqrt{3}aT_k} \sin \frac{\omega T_k}{2} \cdot i_I. \quad (313b \text{ и } c)$$

При вращении ротора в направлении вращающегося поля она противодействует э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_{wm}$ .

При изменении направления вращения ток в короткозамкнутой секции будет меняться от

$$-i_{III} = -\frac{\sqrt{2}I}{\sqrt{3}a} \sin \left[ \omega \left( t - \frac{T_k}{2} \right) + 30^\circ \right] \quad (314a)$$

до

$$-i_{III} = -\frac{\sqrt{2}I}{\sqrt{3}a} \sin \left[ \omega \left( t + \frac{T_k}{2} \right) + 150^\circ \right]. \quad (314b)$$

Знак у  $T_k/2$  для того же тока будет обратным знаком в ур. (312 а и б). В выражении для э. д. с.  $\mathcal{E}_{wm}$  в ур. (312) в связи с этим изменится знак у  $\cos T_k/2$ . Фаза  $\mathcal{E}_f$  с направлением вращения не меняется.

При этом мы получаем среднее значение э. д. с., индуцированной потоками рассеяния в короткозамкнутой секции ротора, которую мы коротко обозначим через  $\mathcal{E}_w$ , как

$$\mathcal{E}_w = \mathcal{E}_{wm} + \mathcal{E}_{fm} = \left[ \frac{1}{(-)} \cos \frac{\omega T_k}{2} - \frac{1}{\sqrt{3}} \left( 1 + \frac{2M}{L} \right) \sin \frac{\omega T_k}{2} \right] \frac{L}{aT_k} \cdot i_r. \quad (314)$$

Она находится в фазе с током через щетку, которая замыкает коротко рассматриваемую секцию [см. ур. (311a)]. Знак «+» перед первым членом соответствует вращению ротора в направлении вращающегося поля, а знак «—» противоположному направлению. Так как последнего случая избегают, то знак «—» заключен в скобки.

Индуктированную в короткозамкнутой секции э. д. с. мы можем разложить на две составляющие, одна из которых ( $\mathcal{E}'_w$ ), по существу, пропорциональна скорости вращения, а другая ( $\mathcal{E}''_w$ ), напротив, практически не зависит от скорости вращения. Если мы запишем

$$\mathcal{E}_w = \mathcal{E}'_w + \mathcal{E}''_w \quad (315)$$

и обратим внимание, что за исключением очень малых скоростей вращения  $\cos \omega T_k/2 \approx 1$  и  $\sin \omega T_k/2 \approx \omega T_k/2$ , то составляющая, зависящая от скорости вращения, как и у однофазной машины (разд. I A7c), будет:

$$\mathcal{E}'_w = \frac{1}{(-)} \cos \frac{\omega T_k}{2} \cdot \frac{L}{aT_k} \cdot i_r, \quad (315a)$$

а практически не зависящая от скорости вращения составляющая

$$\mathcal{E}''_w = - \left( 1 + \frac{2M}{L} \right) \sin \frac{\omega T_k}{2} \cdot \frac{L}{\sqrt{3}aT_k} \cdot i_r. \quad (315b)$$

Индуктивности  $M$  и  $L$  определяются, главным образом, соответствующими пазовыми индуктивностями. Последние приблизительно относятся как  $u/\mu$ , где  $u$  есть общее число сторон секций, лежащих рядом в пазу, а  $\mu$  — число секций ротора в пазу, замкнутых накоротко щеткой. При  $u = \mu$  будет  $M \approx L$ .

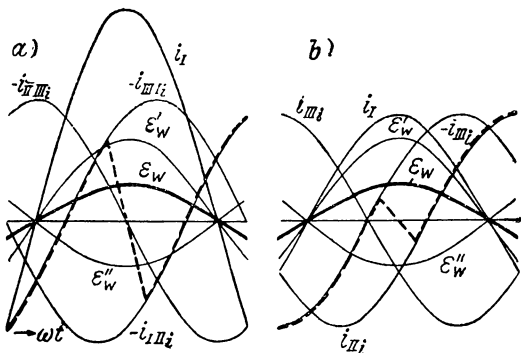
Оценим порядок величин действующих значений  $\mathcal{E}'_w$ ,  $\mathcal{E}''_w$  и  $\mathcal{E}_w$  на числовом примере. Для рассмотренного в разд. B6b в качестве примера трехфазного последовательного двигателя, по ур. (21)  $b_j = b - j + (1 - a/p)t_K = 0,8 -$

—  $0,08 + 0,5 \cdot 0,413 = 0,926$  см и при синхронной скорости вращения  $v_K = 1412$  см/сек. При этом при синхронной скорости период коммутации будет  $T_k = 0,000655$  сек и угол  $\omega T_k/2 = 0,1029 = 5,9^\circ$ . Тогда  $\cos \omega T_k/2 = 0,995$ ,  $\sin \omega T_k/2 \approx \omega T_k/2 = 0,1029$ . С этими числовыми значениями  $\mathcal{E}'_W = (0,995/0,000655)L/a = 1517L/a$  и, например, при  $M/L = 1$  будет  $\mathcal{E}''_W = 272L/a$ , т. е.  $\mathcal{E}_W = 1245L/a$ .

С возрастанием скорости вращения  $\mathcal{E}'_W$  остается практически неизменной и эта составляющая в  $\mathcal{E}_W$  с увеличением скорости вращения становится все меньше. С уменьшением скорости вращения  $\mathcal{E}'_W$  падает, тогда как  $\mathcal{E}''_W$  изменяется лишь очень незначительно. Так, например, мы получаем при  $\frac{1}{3}$  синхронной скорости

$\cos \omega T_k/2 = 0,953$ ,  $\sin \omega T_k/2 = 0,304$  и  $\omega T_k/2 = 0,309$ . При этом будет  $\mathcal{E}'_W = 484L/a$ ,  $\mathcal{E}_W = 270L/a$  и  $\mathcal{E}''_W = 215L/a$ . При  $n \approx 0,2n_1$  результирующая э. д. с. становится равной нулю; при еще меньшей скорости вращения она меняет свой знак (см. фиг. 227).

Для  $\frac{1}{3}$  синхронной скорости вращения на фиг. 226, а нанесены ток через щетку  $i_I$ , фазные токи —  $i_{II}$  и  $i_{III}$  и —  $i_{III}$  и  $i_{II}$  (причем принято  $a = 1$  и  $M = L$ ), а также э. д. с.  $\mathcal{E}'_W$  и  $\mathcal{E}''_W$  в зависимости от временного угла  $\omega t$ ; их сумма  $\mathcal{E}_W$  выделена более жирной кривой. В качестве примера для того случая, когда э. д. с.  $\mathcal{E}_W$  имеет максимальное значение, жирной штриховой линией указан ток в короткозамкнутой щетке I секции ротора при прямолинейной коммутации.



Фиг. 226. Токи (выделенная штриховая линия, если  $\mathcal{E}_W$  имеет максимальное значение) и э. д. с.  $\mathcal{E}'_W$ ,  $\mathcal{E}''_W$ ,  $\mathcal{E}_W$  в зависимости от  $\omega t$ : а) трехщеточное включение; б) шестищеточное включение;  $n = n_1/3$ .

β. Шестищеточное включение. Мы рассматриваем секцию, одна сторона которой на фиг. 213, б находится над или на фиг. 213, с слева от зачерненной щетки I. Процесс коммутации аналогичен таковому при однофазном питании (разд. I А7с).

Для суммарных входящих в щетки I, II, III токов (зачерненные щетки на фиг. 213, б и с) можно опять считать справедливыми ур. (311 а до с). Мы можем тогда рассчитать э. д. с. коммутации, вызванную током  $I_I$  (первый двойной круг около круга коллектора на фиг. 213, б и с), и учесть влияние (других) токов  $I_{II}$  и  $I_{III}$  как и при трехщеточном включении.

Для  $\mathcal{E}_{Wm}$  мы получим тогда то же значение, что и в разд. I А7с [ур. (28а и б)]. При диаметральной обмотке (фиг. 213, б)  $L$  почти вдвое больше, чем при хордовой обмотке (фиг. 213, с) или при трех-

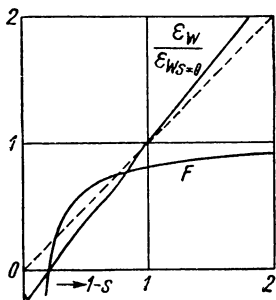
щето́чном включении (фиг. 211, *с*). Секция находится теперь еще под влиянием тока  $i_{II}/2a - i_{III}/2a$ , который протекает в к а ж д о м с л о е в тех же пазах, в которых находится рассматриваемая короткозамкнутая секция (см. фиг. 213, *б* и *с*). Для обоих слоев этот ток по ур. (311 *б* и *с*)  $i_{II}/a - i_{III}/a = -(\sqrt{3} \cdot \sqrt{2} I/a) \cos \omega t$ . Он добавляет к полной э. д. с., вызванной потоками рассеяния, в короткозамкнутой щетками секции составляющую  $\mathcal{E}_f$  и, соответственно, среднее значение  $\mathcal{E}_{fm}$  за период короткого замыкания:

$$\mathcal{E}_f = -\frac{\sqrt{3} \omega M}{a} i_f; \quad \mathcal{E}_{fm} = -\frac{2 \sqrt{3} M}{a T_k} \sin \frac{\omega T_k}{2} \cdot i_f. \quad (316a \text{ и } b)$$

При этом получается результирующая э. д. с. .

$$\mathcal{E}_W = \mathcal{E}_{Wm} + \mathcal{E}_{fm} = \left[ \frac{1}{(-)} \cos \frac{\omega T_k}{2} - \frac{2 \sqrt{3} M}{L} \sin \frac{\omega T_k}{2} \right] \frac{L}{a T_k} \cdot i_f, \quad (316)$$

причем знак, заключенный в скобки, опять соответствует вращению ротора против направления вращения поля. Из сравнения с ур. (314) мы видим, что при тех же значениях  $i_f$  и  $L$ , т. е. если при шестището́чном включении секции ротора достаточно укорочены (фиг. 213, *с*), составляющая, зависящая от скорости вращения [ $\mathcal{E}'_W$  в ур. (315а)], при обоих включениях щеток оказывается той же самой,



Фиг. 227. Коэффициент  $F$  [ур. (317)] и  $\mathcal{E}_W/\mathcal{E}_{Ws=0}$  в зависимости от  $1-s$ .

тогда как составляющая, практически не зависящая от скорости вращения ( $\mathcal{E}''_W$ ) при шестището́чном включении и  $M = L$ , получается вдвое большей, чем при трехщето́чном включении.

При диаметральной обмотке и том же полном токе роторной обмотки ток, входящий в щетки одной фазы, вдвое меньше, чем при трехщето́чном включении (разд. 2д);  $L$  при шестището́чном включении с диаметральной обмоткой примерно вдвое больше, чем при трехщето́чном включении. Таким образом, при обоих расположениях щеток и диаметральной обмотке для того же результирующего полного тока

произведение  $LI$  практически остается тем же самым, и поэтому, поскольку при трехщето́чном включении  $M = L$ , э. д. с., индуцируемая потоками рассеяния в короткозамкнутой секции, также та же самая.

Для  $1/3$  синхронной скорости вращения, которой соответствует фиг. 226, *а* при трехщето́чном включении, на фиг. 226, *б* для диаметральной обмотки ( $M = 0,5L$ ) нанесены ток через щетку  $i_f$ , фазные токи  $i_{II}$ ,  $i_{III}$  и  $-i_{III}$  (при о д н о ф а з н о м питании), а также составляющие э. д. с. по ур. (316):

$$\mathcal{E}'_W = \frac{1}{(-)} \left( \cos \frac{\omega T_k}{2} \right) \frac{L}{a T_k} \cdot i_f \text{ и } \mathcal{E}''_W = -\frac{\sqrt{3} L}{a T_k} \sin \frac{\omega T_k}{2} \cdot i_f \approx -\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\omega L}{a} \cdot i_f \quad (316a \text{ и } b)$$

и их сумма  $\mathcal{E}_w$  в зависимости от временного угла  $\omega t$ . В качестве примера, для случая, когда э. д. с.  $\mathcal{E}_w$  имеет максимальное значение, указан сильнее выделенной штриховой линией ток в короткозамкнутой щеткой  $I$  секции ротора при прямолинейной коммутации.

На фиг. 227 приведен коэффициент

$$F = \cos \frac{\omega T_k}{2} - \sqrt{3} \sin \frac{\omega T_k}{2}, \quad (317)$$

который при вращении ротора в направлении вращающегося поля, путем умножения на  $Li_I/aT_k = L\sqrt{2} I/aT_k \cdot \sin \omega t$ , дает э. д. с. коммутации для шестищеточного включения при диаметральной обмотке и для трехщеточного включения при  $M = L$  [ур. (314)], в зависимости от относительной скорости вращения  $1 - s$ . Кривая  $\mathcal{E}_w/\mathcal{E}_{ws=0}$  представляет собою отношение действующих значений э. д. с. при прямолинейной коммутации и любой скорости вращения к э. д. с. при синхронной скорости вращения, если ток через щетки остается неизменным. Сравнивая ее со штриховой прямой, мы видим, что  $\mathcal{E}_w$  не пропорциональна скорости вращения; при вышесинхронной скорости она повышается быстрее, а при нижесинхронной быстрее падает, нежели пропорционально скорости вращения.

**γ. Выводы и заключения.** Согласно исследованиям в разд. α и β, в короткозамкнутой секции ротора потоками рассеяния индуктируется э. д. с. [ур. (314) и (316)], которая находится в фазе с током щетки, перекрывающей эту секцию, и которую мы в итоге будем называть э. д. с. «коммутации», так как она пропорциональна току через щетку. Эта э. д. с. содержит также составляющие, вызванные токами, которые протекают в тех же пазах, что и ток короткозамкнутой секции, но не подвергаются коммутации. Коэффициент  $F$  [выражение в квадратных скобках в ур. (314) и (316)], который путем умножения на  $(L/aT_k) i_I$  дает э. д. с. коммутации, при вращении ротора в направлении вращающегося поля с возрастанием скорости приближается к значению единица (см. фиг. 227), соответствующему постоянному току. С уменьшением скорости вращения он падает, чтобы, наконец, при известной малой скорости вращения поменять свой знак. Э. д. с. коммутации при неизменном токе через щетку больше не пропорциональна скорости вращения ротора, а содержит еще некоторую составляющую, которая практически не зависит от скорости вращения (см. фиг. 227). Эта составляющая при больших скоростях вращения по сравнению с полной э. д. с. коммутации не очень ощутима, но может, если ротор вращается в направлении поля, при малых скоростях вращения значительно уменьшать полную э. д. с. коммутации.

Для диаметральной обмотки и тех же полных входящих или выходящих токах одной фазы через щетки при шестищеточном включении с диаметральными щетками — э. д. с. практически та же, что и при трехщеточном включении. Оба расположения щеток дают тогда по разд. 4 также одинаковые резуль-



тирующие полные токи. При трехщеточном включении и э. д. с. коммутации для того же тока через щетки не зависит от укорочения ширины секции, пока последнее не равно примерно  $\tau/3$ .

Если мы при шестищеточном включении в последующем будем оценивать влияние укорочения ширины секции и отклонения положения щеток от диаметального, то для упрощения при высоких скоростях вращения мы можем не учитывать относительно малого влияния на э. д. с. коммутации токов в других фазах. Тогда мы можем принимать во внимание только те изменения тока в короткозамкнутой секции, которые вызываются током щетки, замыкающей секцию накоротко (например первый двойной круг на фигурах разд. 2d), и учитывать положение сторон секций. Если последние лежат в разных пазах, то э. д. с. коммутации оказывается вполтину меньшей, чем при расположении их в одних пазах.

Мы сравниваем э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_w$  с э. д. с.  $\mathcal{E}_{w_0}$  при диаметальной обмотке и диаметральных щетках при тех же токах через щетки и предполагаем при хордовой обмотке и хордовых щетках такие отклонения от диаметра, что стороны короткозамкнутых секций попадают в разные пазы.

Как при хордовой обмотке и диаметральном положении щеток (см. фиг. 213, *с* и фиг. 213, *б*), так и при диаметальной обмотке с хордовыми щетками (см. фиг. 214, *б* и *д* и фиг. 213, *б*)  $\mathcal{E}_w \approx \mathcal{E}_{w_0}/2$ , если мы исключим известные граничные случаи, при которых стороны короткозамкнутых щетками секций попадают в одни и те же пазы (например хордовая обмотка с  $2\beta = 60^\circ$  и диаметральными щетками). При хордовой обмотке и хордовых щетках также  $\mathcal{E}_w \approx \mathcal{E}_{w_0}/2$ , как это следует из сравнения фиг. 214, *д* с фиг. 214, *б*.

При двенадцатищеточном включении (хордовые щетки), напротив,  $\mathcal{E}_w \approx \mathcal{E}_{w_0}/4$ , поскольку ток в одной стороне секции меняется не от  $i$  до  $-i$ , а от  $i$  до 0 и соответственно от 0 до  $-i$ .

Благодаря применению хордовой обмотки при диаметральных щетках или хордовых щеток при диаметальной обмотке — э. д. с. коммутации, таким образом, уменьшается при шестищеточном включении и том же токе через щетки примерно до  $1/2$ , а при двенадцатищеточном включении примерно до  $1/4$  от э. д. с. коммутации при диаметальной обмотке и диаметральных щетках. При этом мы пренебрегаем индуктивностями лобовых соединений и рассматриваем только такие положения щеток, при которых все короткозамкнутые секции находятся в разных пазах. Таким образом, двенадцатищеточное включение (с хордовыми щетками) благоприятно для значительного уменьшения э. д. с. коммутации. При этом, конечно, следует принять во внимание, что согласно разд. 4 при том же токе через щетку результирующий полный ток при хордовой обмотке и при хордовых щетках меньше, чем при диаметальной обмотке и диаметральных щетках.

Если для приближенного расчета э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_w$  использовать формулу Пихельмайера [ур. (29), разд. 1А7с) и умножить э. д. с.  $\mathcal{E}_w$  одной секции на отношение  $p/a$  [ $\omega_{sp} \cdot p/a = \omega_k$ , ур. (7)], то получится приблизительно э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_w$ , приведенная к смежным коллекторным пластинам:

$$\mathcal{E}_w = 2\zeta \omega_k v_A A l_i \cdot 10^{-8} \text{ в.} \quad (318)$$

Если ввести тогда при трехщеточном включении линейную нагрузку по ур. (304а), а при шести- и двенадцатищеточном включении линейную нагрузку по ур. (304б), то для машин без демпферной обмотки (разд. 9б) можно приблизительно полагать:

Машины со статорным питанием		} (318а)
Трехщеточное включение (диаметральная или хордовая обмотки)	$\zeta \approx 8$	
Шестищеточное включение с диаметрально-ными щетками и диаметральной обмоткой	$\zeta \approx 8$	
Шестищеточное включение с хордовой обмоткой и диаметральными щетками и ли с диаметральной обмоткой и хордовыми щетками	$\zeta \approx 5$	
Двенадцатищеточное включение	$\zeta \approx 3,5$	
Шунтовые машины с роторным питанием, у которых регулировочная обмотка помещена вблизи открытия паза		
Шестищеточное включение	$\zeta \approx 4$	
Двенадцатищеточное включение	$\zeta \approx 3$	

У двухходовых петлевых обмоток необходимо заботиться о том (например, путем применения уравнительных соединений третьего рода или вспомогательной обмотки Ш р а г е по фиг. 234, с), чтобы напряжение секций ротора промежуточными пластинами делилось на равные части. У машин с демпферными обмотками можно подставлять в формулу Пихельмайера примерно 0,8 от значения  $\zeta$ .

Практически следует ожидать безыскровой работы при значениях  $\mathcal{E}_R$  не больших, чем примерно  $\mathcal{E}_w + \mathcal{E}_{R_1} \leq 2,5 \text{ в.}$

**с. Результирующая э. д. с.** Следует различать три составляющие э. д. с., индуцированной в короткозамкнутой щетками секции якоря: э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_w$ , э. д. с.  $\mathcal{E}_{R_1}$ , вызванную основной гармонической, и э. д. с.  $\mathcal{E}_{R_0}$ , вызванную высшими гармоническими вращающегося поля, которые мы будем еще рассматривать в разд. 8. Э. д. с.  $\mathcal{E}_w$  пропорциональна току через щетку и имеет ту же частоту, что и этот ток, а именно частоту сети  $f$ . Э. д. с.  $\mathcal{E}_{R_1}$  пропорциональна скольжению и имеет частоту скольжения  $sf$ , тогда как частоты э. д. с.  $\mathcal{E}_{R_0}$  отличаются от  $sf$  и при больших скоростях вращения кратны частоте сети  $f$  [ур. (321)].

Несмотря на то, что частоты э. д. с.  $\mathcal{E}_w$  и  $\mathcal{E}_{R_1}$  различны, мы можем их векторно складывать. При этом суммировании речь идет только о коротком времени, в течение которого секция внутри коммутационной зоны перекрывается щеткой. Если вести рассмотрение от щетки, то э. д. с.  $\mathcal{E}_{R_1}$  имеет частоту сети, поскольку ротор вращается с  $(1 - s)$  синхронной скорости. Если мы запишем для потока:

$$\varphi_1 = \Phi_1 \sin\left(\omega t - \frac{x\pi}{\tau}\right), \quad (319)$$

где  $x$  обозначает текущую координату по окружности статора, то, если рассматривать со стороны статора, э. д. с., индуцированная в одном короткозамкнутом щеткой витке, будет:

$$\mathcal{E}_{R_1} = -s \frac{d\varphi_1}{dt} = -s\omega\zeta\Phi_1 \cos\left(\omega t - \frac{x\pi}{\tau}\right), \quad (319a)$$

где  $\zeta$  — коэффициент сокращения шага секции [ур. (294)] обмотки ротора.

Малая область на окружности статора, в которой рассматриваемая секция оказывается замкнутой накоротко, определяется расчетной шириной щетки  $b_j$  [ур. (21)]. Так как мы считаем здесь э. д. с. коммутации по среднему значению за период короткого замыкания, введем также и для э. д. с.  $\mathcal{E}_{R_1}$  среднее значение за период коммутации. Если мы представим себе  $b_j$  приведенной к окружности ротора, то это среднее значение

$$\mathcal{E}_{R_1m} = \frac{1}{b_j} \int_{-b_j/2}^{+b_j/2} \mathcal{E}_{R_1} dx = \frac{2s\omega\tau}{\pi b_j} \zeta\Phi_1 \sin \frac{\pi b_j}{2\tau} \cos \omega t \approx s\omega\zeta\Phi_1 \cos \omega t; \quad (319b)$$

для малого угла  $\pi b_j/2\tau$  синус может быть положен равным углу. При этом мы получаем действующее значение э. д. с., индуцированной основной гармонической вращающегося поля,

$$\mathcal{E}_{R_1} \approx \omega_k s \omega \zeta \Phi_1 / \sqrt{2}, \quad (319c)$$

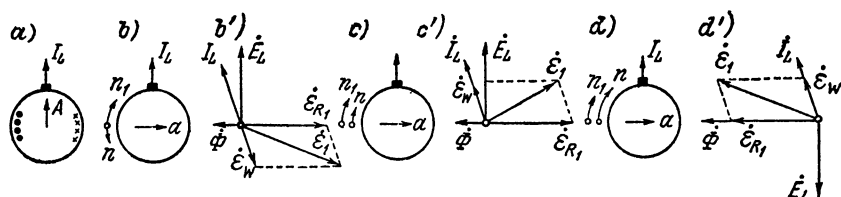
где  $s$  есть скольжение, а  $\omega_k$  — соответствующее число витков между смежными коллекторными пластинами [ур. (7)].

Действующее значение  $\mathcal{E}_{R_1}$  по ур. (319c), так же как и  $\mathcal{E}_w$ , не является действующим значением одной секции якоря за период короткого замыкания, а действующим значением всех секций, входящих одна за другой в короткое замыкание. Каждая короткозамкнутая секция проходит все значения э. д. с. от ее положительных до отрицательных максимальных значений, как мы показали это в разд. IА7b для однофазной машины.

Мы можем определить теперь результирующую э. д. с.  $\mathcal{E}_1$  из индуцированной основной волной вращающегося поля э. д. с.  $\mathcal{E}_{R_1}$  и э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_w$  в короткозамкнутой секции якоря. При этом мы примем, что фазовый угол между э. д. с.  $\dot{E}_L$ , индуцированной в роторной обмотке, и током через щетку  $\dot{I}_L$  задан. При рассмотрении различных типов машин мы будем определять этот

угол. Здесь мы примем его произвольно и учтем только, что в двигателном режиме при нижесинхронной скорости он острый, а при вышесинхронной скорости — тупой. Мы предполагаем шунтовую или последовательную машину с о с т а т о р н ы м п и т а н и е м.

То, что  $\dot{\mathcal{E}}_W$  находится в фазе с током через щетку  $\dot{I}_L$  (см. вывод в разд. б), не дает еще окончательного указания, совпадает ли э. д. с. коммутации  $\dot{\mathcal{E}}_W$  по фазе с  $\dot{I}_L$  или оказывается с ним в противофазе, так как при изменении направления вращения изменяется также и направление  $\dot{\mathcal{E}}_W$ , если фаза  $\dot{I}_L$  сохраняется. На фиг. 381, т. I, было показано, что  $\dot{\mathcal{E}}_W$  совпадает по фазе с э. д. с., индуцированной при вращении секции в поле, созданном самим током якоря  $I_L$ . Направление этого поля (стрелка  $A$  на фиг. 228, а) изображается



Фиг. 228. Результирующая э. д. с.  $\dot{\mathcal{E}}_1 = \dot{\mathcal{E}}_{R_1} + \dot{\mathcal{E}}_W$  при различных скоростях вращения и направлениях  $n$  относительно синхронной скорости  $n_1$ .

на рисунках соединительной линией от середины ротора к щетке, если ток из щетки выходит.

На фиг. 228, б до d) стрелки  $n$  обозначают направление вращения ротора, а  $n_1$  — направление вращения поля. Положительная ось обмотки, которая указывает направление поля, возбужденного самим током ротора  $I_L$ , показана направлением тока  $I_L$  (см. фиг. 228, а). Перпендикулярно ей лежит ось  $a$  короткозамкнутой щетками секции якоря; она принята произвольно слева направо (фиг. 228, б до d)).

На фиг. 228, б предположено направление вращения ротора п р о т и в вращающегося поля. Индуцированная вращающимся полем э. д. с. в секции ротора  $\dot{\mathcal{E}}_{R_1}$  отстает от  $\dot{E}_L$  в роторной обмотке на четверть периода (фиг. 228, б'), поскольку вращающееся поле сначала достигает оси (щетке) роторной обмотки, а затем оси секции  $a$ . При принятом направлении вращения обмотки ротора ось секции  $a$  приближается к направлению возбужденного током  $I_L$  магнитного поля. Э. д. с. вращения в этом поле совпадает по фазе с э. д. с. коммутации и, следовательно, по разд. I АЗа направлена противоположно по отношению к фазе тока  $I_L$ . Результирующая из  $\dot{\mathcal{E}}_{R_1}$  и  $\dot{\mathcal{E}}_W$  дает, исключая э. д. с.  $\dot{\mathcal{E}}_{R_0}$ , э. д. с.  $\dot{\mathcal{E}}_1 = \dot{\mathcal{E}}_{R_1} + \dot{\mathcal{E}}_W$  в короткозамкнутой секции якоря, определяющую искрение под щетками.

На фиг. 228, *c* и *d* принято вращение ротора в направлении и вращающегося поля; фиг. 228, *c* соответствует нижесинхронной скорости ( $n < n_1$ ), а фиг. 228, *d* вышесинхронной скорости ( $n > n_1$ ).

На векторной диаграмме фиг. 228, *c'*  $\dot{E}_L$  и  $\dot{\mathcal{E}}_{R_1}$  сохраняют то же направление, что и на фиг. 228, *b'*, поскольку вращение поля относительно ротора остается тем же, что и в случае фиг. 228, *b'*. Э. д. с. коммутации  $\dot{\mathcal{E}}_w$ , напротив, меняется на обратную, так как направление вращения относительно фиг. 228, *b* изменяется.

Диаграммы на фиг. 228, *b'* и 228, *c'* справедливы для рассмотрения как со стороны неподвижного статора, так и со стороны вращающегося ротора. Только в первом случае линию времени нужно представлять себе вращающейся с угловой скоростью  $\omega_1 = p\Omega_1$ , а во втором со скоростью  $s\omega_1 = sp\Omega_1$  (см. разд. В2а, т. IV). Таким образом, в обоих случаях оси вращаются в одном и том же направлении, так как  $s$  положительно. При обоих рассмотрении, следовательно, вращающееся поле сперва набегаёт на ось щеток, а затем на ось секции, так что э. д. с.  $\dot{\mathcal{E}}_{R_1}$  всегда отстаёт по фазе относительно э. д. с.  $\dot{E}_L$ .

Если мы рассматриваем векторную диаграмму при вышесинхронной скорости (фиг. 228, *d'*) со стороны статора, т. е. ось времени нужно вращать с угловой скоростью  $\omega_1$  по часовой стрелке, то  $\dot{E}_L$  и  $\dot{\mathcal{E}}_{R_1}$  меняют свои знаки по сравнению с диаграммами на фиг. 228, *b'* и 228, *c'*, поскольку изменяется относительное движение между ротором и вращающимся полем;  $\mathcal{E}_{R_1}$ , как и на фиг. 228, *b'* и 228, *c'*, отстаёт по фазе относительно  $\dot{E}_L$ . Если мы, напротив, рассматриваем процессы со стороны ротора, то линия времени должна вращаться с угловой скоростью  $s\omega_1$ , следовательно, так как  $s$  отрицательно, противоположно  $\omega_1$ . Тогда  $\dot{\mathcal{E}}_{R_1}$  упреждает по фазе  $\dot{E}_L$ , потому что вращающаяся линия времени сперва набегаёт на ось секции *a*, а затем на ось щеток. Э. д. с. коммутации  $\dot{\mathcal{E}}_w$  имеет то же положение относительно  $\dot{I}_L$ , что и на фиг. 228, *c'*, так как направление вращения осталось тем же самым.

Э. д. с.  $\mathcal{E}_{R_0}$ , вызванную высшими гармоническими кривой поля, мы не можем векторно складывать в той же плоскости с обеими другими э. д. с., поскольку каждая отдельная гармоническая  $\mathcal{E}_{R_0}$  имеет другую частоту, отличную от частоты  $sf$  э. д. с.  $\mathcal{E}_{R_1}$  [см. ур. (321)]. Мы получаем поэтому полное действующее значение э. д. с. от всех вступающих одна за другой в короткое замыкание секций:

$$\mathcal{E} = \sqrt{(\dot{\mathcal{E}}_w + \dot{\mathcal{E}}_{R_1})^2 + \mathcal{E}_{R_0}^2}. \quad (320)$$

Это действующее значение, однако, не является единственной мерой для искрения под щётками. Большое значение имеет также максимальное значение э. д. с., которое при учете отдельных гармонических  $\mathcal{E}_{R_0}$  оказывается значительно большим, чем  $\sqrt{2}\mathcal{E}$ ,

## 8. Влияние высших гармонических

В разд. а и б мы будем предполагать ш у н т о в у ю м а ш и н у с о с т а т о р н ы м п и т а н и е м; на других коллекторных машинах мы остановимся в разд. с.

**а. Вызванные распределением обмотки при отсутствии тока в роторе.** При расчете э. д. с., индуцированной во всей обмотке ротора, мы могли ограничиваться основной гармонической вращающегося поля, поскольку вызванные распределением обмотки высшие гармонические мы относили к рассеянию (см. разд. 6). Однако эти высшие гармонические могут иметь значительное влияние на э. д. с.  $\mathcal{E}_R$ , индуцируемую в одной секции ротора; они повышают как максимальное, так и действующее ее значения. В дальнейшем мы ограничимся действующим значением э. д. с.; ее изменения во времени исследованы в обстоятельной работе автора [Л. 217 а до с], на которую здесь и следует сослаться.

Представим себе магнитное поле в воздушном зазоре, с н а ч а л а с о з д а н н о е о д н о й с т а т о р н о й о б м о т к о й, и предположим, что токи во времени изменяются синусоидально и что прорезь паза очень узкая.

Если мы обозначим через  $v_1$  окружную скорость основной волны кривой возбужденного поля (или возбужденного ею вращающегося поля) относительно неподвижной обмотки статора или неподвижных щеток роторной обмотки, то отдельные гармонические  $\nu$ -го порядка вращаются относительно статорной обмотки или неподвижного ротора со скоростью  $\mp v_1/\nu$  (см., например, стр. 49, т. II). При этом [см. также разд. F2b и ур. (213), т. IV] верхний отрицательный знак соответствует всем отдельным гармоническим, вращающимся против основной волны ( $\nu = 5, 11, 17, \dots$ ), а нижний положительный знак всем гармоническим, вращающимся в сторону основной волны ( $\nu = 7, 13, 19, \dots$ ). Частота э. д. с., индуцированных высшими гармоническими в обмотке статора и также в н е п о д в и ж н о й о б м о т к е р о т о р а, равна частоте сети, так как число полюсов каждой отдельной гармонической пропорционально ее порядковому числу. Э. д. с., индуцированные отдельными гармоническими индукции в воздушном зазоре в одной секции ротора, изменяют свою частоту и величину со скоростью вращения ротора.

Если мы введем порядковые числа  $\nu$  отдельных гармонических, вращающихся с основной волной, п о л о ж и т е л ь н ы м и ( $\nu = 1, 7, 13, 19, \dots$ ), а порядковые числа в р а щ а ю щ и х с я в п р о т и в о п о л о ж н у ю с т о р о н у отдельных гармонических о т р и ц а т е л ь н ы м и ( $\nu = -5, -11, -17, \dots$ ), то относительная окружная скорость  $\nu$ -й отдельной гармонической относительно в р а щ а ю щ е г о с я ротора будет:

$$v_{\nu L} = \frac{v_1}{\nu} - (1 - s) v_1. \quad (321a)$$

Последняя определяет частоту и действующее значение э. д. с. вращающегося поля  $\mathcal{E}_R$ . Если мы отнесем ее к действующему значению  $\mathcal{E}_{R_{v,0}}$  при неподвижном роторе ( $1 - s = 0$ ), то получим

$$\frac{\mathcal{E}_{R_v}}{\mathcal{E}_{R_{v,0}}} = \frac{f_{vL}}{f_{vL,0}} = \frac{f_{vL}}{f} = \frac{v_{vL}}{v_1/v} = 1 - (1 - s) v. \quad (321)$$

В этом отношении э. д. с., индуцированная в одной секции вращающегося ротора  $v$ -й гармонической индукции в воздушном зазоре, и ее частота меняются относительно этих значений при неподвижном роторе. Для отношения амплитуд  $v$ -й гармонической и основной волны кривой возбужденного поля мы получаем по ур. (181), т. I:

$$\frac{A_{\mu v}}{A_{\mu 1}} = \frac{\xi_{S_v}}{v \xi_{S_1}}. \quad (322a)$$

$v$ -ая гармоническая теперь вращается относительно статорной обмотки, т. е. также и относительно неподвижного ротора со скоростью  $v_1/v$ , поэтому мы получаем соотношение э. д. с., которые будут индуцироваться в секции ротора при коэффициенте сокращения шага

$$\zeta_v = \sin v \frac{\pi}{2} \cdot \sin v \frac{W}{\tau} \frac{\pi}{2} \quad (322b)$$

$v$ -й гармонической и основной гармонической при неподвижном роторе (индекс 0)

$$\frac{\mathcal{E}_{R_{v,0}}}{\mathcal{E}_{R_{1,0}}} = \frac{1}{v} \frac{A_{\mu v}}{A_{\mu 1}} \frac{\zeta_v}{\zeta_1} = \frac{\xi_{S_v} \zeta_v}{v^2 \xi_{S_1} \zeta_1}. \quad (322)$$

Если мы перемножим ур. (321) и (322), то получим соотношение э. д. с., индуцированных в одной секции ротора  $v$ -й гармонической при любой скорости вращения и основной волной при неподвижном роторе:

$$\varepsilon_v = \frac{\mathcal{E}_{R_v}}{\mathcal{E}_{R_{1,0}}} = \left( \frac{1}{v^3} - \frac{1-s}{v} \right) \frac{\xi_{S_v} \zeta_v}{\xi_{S_1} \zeta_1}. \quad (323)$$

В [Л. 217а] показано, что э. д. с., индуцированные в секции ротора отдельными высшими гармоническими, вообще имеют различные частоты, отличные от частоты э. д. с., индуцированной основной гармонической. Только при синхронной скорости вращения ( $s = 0$ ) и известных малых нижесинхронных скоростях вращения, а именно,  $s = 3/4, 6/7, 9/10, 12/13, \dots$ , для известных высших гармонических кривые возбужденного поля получаются той же частоты. Действующее значение не зависит тогда от соответствующего положения рассматриваемой секции ротора в момент  $t = 0$  на окружности статора. Полное действующее значение для всех секций получается таким же, как и в предположении, что все высшие гармонические дают э. д. с. различных частот. Если мы ограничимся в этих частных случаях полным действующим значением, то получим [см.

ур. (155), т. I] общее действующее значение э. д. с. как квадратный корень из суммы квадратов всех отдельных волн кривой возбужденного поля, вызванных отдельными гармоническими. Для суммы квадратов всех высших гармонических колебаний, приведенной к  $\mathcal{E}_{R1,0}^2$ , получим:

$$\begin{aligned}\varepsilon_o^2 &= \sum_{v=-5, 7, -11, 13, \dots} \varepsilon_v^2 = \sum \left( \frac{\mathcal{E}_{R_v}}{\mathcal{E}_{R1,0}} \right)^2 = \sum \left( \frac{1}{v^3} - \frac{1-s}{v} \right)^2 \left( \frac{\xi_{S_v}}{\xi_{S1}} \frac{\varepsilon_v}{\varepsilon_1} \right)^2 = \\ &= \sum \left[ \frac{1}{v^4} - 2(1-s) \frac{1}{v^3} + (1-s)^2 \frac{1}{v^2} \right] \left( \frac{\xi_{S_v}}{\xi_{S1}} \frac{\varepsilon_v}{\varepsilon_1} \right)^2. \quad (324a)\end{aligned}$$

Основная гармоническая  $\mathcal{E}_{R1}$  пропорциональна величине скольжения  $s$ . Если мы приведем ее также к  $\mathcal{E}_{R1,0}$ , то будет:

$$\varepsilon_1 = \frac{\mathcal{E}_{R1}}{\mathcal{E}_{R1,0}} = s. \quad (324b)$$

При этом получается, наконец, полное действующее значение, приведенное к э. д. с., вызванной основной гармонической при неподвижном состоянии ( $1-s=0$ ),

$$\varepsilon = \frac{\mathcal{E}_R}{\mathcal{E}_{R1,0}} = \sqrt{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_o^2} = \sqrt{s^2 + \varepsilon_o^2}. \quad (324)$$

Чтобы оценить величину  $\varepsilon_o$ , мы примем во внимание только последний член  $(1-s)^2/v^2$  в квадратных скобках ур. (324a), поскольку прочие члены с  $1/v^3$  и  $1/v^4$  дают очень малую составляющую  $\varepsilon_o^2$ . Если мы, далее, предположим статорную обмотку с шириной зоны  $\tau/3$  и с бесконечно большим числом пазов ( $q=\infty$ ), то по ур. (148), т. I, при коэффициенте сокращения шага секции  $\varepsilon_{S_v} = 1$  (диаметральная обмотка)

$$\xi_{S_v} = \frac{2 \sin v 30^\circ}{v\pi/3} \text{ и } \left( \frac{\xi_{S_v}}{\xi_{S1}} \right)^2 = \frac{1}{v^2}, \quad (325a \text{ и } b)$$

и мы получим тогда по ур. (324a) для диаметральной секции на роторе ( $\varepsilon_v/\varepsilon_1 = 1$ )

$$\begin{aligned}\varepsilon_o &\approx (1-s) \sqrt{\sum_{v=5, 7, 11, \dots} 1/v^4} = (1-s) \sqrt{\frac{5\pi^4}{486} - 1} = \\ &= (1-s) \sqrt{0,00215} = 0,0464 (1-s). *\end{aligned}$$

---


$$\begin{aligned}*\quad \sum_{v=1, 5, 7, 11, \dots}^{\infty} 1/v^4 &= \sum_{\lambda=1}^{\infty} \frac{1}{(2\lambda-1)^4} - \sum_{\lambda=1}^{\infty} \frac{1}{[3(2\lambda-1)]^4} = \frac{80}{81} \sum_{\lambda=1}^{\infty} \frac{1}{(2\lambda-1)^4}, \\ \sum_{\lambda=1}^{\infty} \frac{1}{(2\lambda-1)^4} &= \left(1 - \frac{1}{2^4}\right) \sum_{\lambda=1}^{\infty} \frac{1}{\lambda^4} \quad [\text{Л. 218, сноска стр. 245}] \text{ и}\end{aligned}$$

$$\sum_{\lambda=1}^{\infty} \frac{1}{\lambda^4} = \frac{\pi^4}{90} \quad [\text{Л. 218, стр. 245}].$$



Действующее значение всех высших гармонических э. д. с., индуцированных потоком в воздушном зазоре в диаметральной секции ротора, в этом случае ( $q = \infty$ ) составляет, таким образом, при синхронной скорости вращения ( $s = 0$ ) только около 5%, а при двойной синхронной скорости 10% от э. д. с. основной волны при неподвижном роторе.

При учете только трех последних членов суммы в ур. (324а)  $\sum_{|v| \geq 1} (\xi_{S_v} / v \xi_{S_1})^2 = \sigma_{S_0}$ , где  $\sigma_{S_0}$  есть коэффициент рассеяния в зазоре обмотки статора, как это видно из сравнения с ур. (244b), т. IV. При «холостом ходе» машины, когда поток в воздушном зазоре возбуждается только статорной обмоткой, мы можем, таким образом, написать:

$$\epsilon_o^2 \approx (1 - s)^2 \sigma_{S_0}. \quad (326)$$

Числовые значения  $\sigma_{S_0}$  для диаметральных обмоток сопоставлены на стр. 155 [ур. (251a)], т. IV; для двухслойных хордовых обмоток они могут быть взяты по фиг. 101, а, т. IV. Так, например, при  $\sigma_{S_0} = 0,0141$  для диаметральной обмотки и  $q = 3$  при синхронной скорости вращения получается  $\epsilon_o = \sqrt{0,0141} = 0,119$ ; иными словами, действующее значение всех высших гармонических э. д. с.  $\mathcal{E}_R$  составляет при синхронной скорости вращения около 12%, а при двойной синхронной скорости 24% от действующего значения основной гармонической ( $\mathcal{E}_{R_{1,0}}$ ) при неподвижном роторе. Для этого случая на фиг. 230b представлены  $\epsilon_o$  [ур. (324а)],  $\epsilon_1$  [ур. (324b)] и  $\epsilon$  [ур. (324)] соответствующими кривыми для  $I_L = 0$ .

**б. Влияние тока ротора.** В наших выводах и в числовом расчете мы предполагали, что магнитное поле возбуждается только статорной обмоткой, а обмотка ротора не обтекается током. Вообще же по обмотке ротора также протекает ток и тогда поле в воздушном зазоре создается обмотками статора и ротора вместе.

У шунтовых машин со статорным питанием активный ток  $I_{Sw}$ , приведенный по э. д. с., индуцированной потоком в воздушном зазоре, устанавливается таким, что основная гармоническая кривой возбужденного поля, создаваемая  $I_{Sw}$  и активным током  $I_{Lw}$  роторной обмотки, пропадает (см. фиг. 283).

Тогда в I-ом основном положении щеток, т. е. когда ось щеток совпадает с осью статорной обмотки (см. разд. 10 при одинаковом числе фаз в статоре и роторе

$$I_{Sw} = -I'_{Lw} = -\frac{\xi_{L_1} \omega_L}{\xi_{S_1} \omega_S} I_{Lw}, \quad (327a)$$

и по ур. (181), т. I, результирующая кривая возбужденного поля получается:

$$f(x, t)_r = -\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{w_S}{p} I'_{Lw} \left[ \frac{1}{5} \left( \xi_{S_5} - \xi_{L_5} \frac{\xi_{S_1}}{\xi_{L_1}} \right) \sin \left( \omega t + 5 \frac{x\pi}{\tau} \right) - \right. \\ \left. - \frac{1}{7} \left( \xi_{S_7} - \xi_{L_7} \frac{\xi_{S_1}}{\xi_{L_1}} \right) \sin \left( \omega t - 7 \frac{x\pi}{\tau} \right) - \dots \right]. \quad (327)$$

Если щетки смещаются из I-го основного положения на угол  $\alpha$ , то для роторной обмотки в ур. (181), т. I, нужно подставлять кривую возбужденного поля с  $(x\pi/\tau + \alpha)$  вместо  $x\pi/\tau$ . Чтобы основная гармоническая, вызванная токами  $I_{Sw}$  и  $I_{Lw}$ , опять пропадала, ток  $I_{Lw}$  должен упреждать ток  $I_{Sw}$  на угол  $\alpha$  во времени, так как тогда (при постоянной фазе  $I_{Sw}$ ) будет:

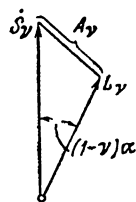
$$I_{Sw} \sin \left( \omega t - x \frac{\pi}{\tau} \right) = -I'_{Lw} \sin \left[ \left( \omega t + \alpha \right) - \left( x \frac{\pi}{\tau} + \alpha \right) \right]. \quad (328a)$$

Если в ур. (181), т. I, мы подставим  $I_{Sw}$  вместо  $I$  и  $w_S$  вместо  $w$ , то получим кривую возбужденного поля статорной обмотки. Если мы подставим в ур. (181), т. I,  $(\omega t + \alpha)$  вместо  $\omega t$  и  $(x\pi/\tau + \alpha)$  вместо  $x\pi/\tau$ , то получим при  $I_{Lw}$  вместо  $I$  и  $w_L$  вместо  $w$  кривую возбужденного поля роторной обмотки. Сумма даст нам результирующую кривую возбужденного поля. Для  $\nu$ -ой ее гармонической мы получаем:

$$f(x, t)_{r\nu} = \mp \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{w_S}{p} I'_{Lw} \frac{1}{\nu} \left\{ \xi_{S_\nu} \sin \left( \omega t \pm \nu \frac{x\pi}{\tau} \right) - \right. \\ \left. - \xi_{L_\nu} \frac{\xi_{S_1}}{\xi_{L_1}} \sin \left[ \left( \omega t + \alpha \right) \pm \nu \left( \frac{x\pi}{\tau} + \alpha \right) \right] \right\}, \quad (328b)$$

где верхний знак перед  $3\sqrt{2}/\pi$  соответствует отдельным гармоническим 5, 13, 17, ... порядка, а нижний — гармоническим 7, 11, 19, ... порядка; верхний знак перед  $\nu x\pi/\tau$  и соответственно  $\nu (x\pi/\tau + \alpha)$  действителен для гармонических 5, 11, 17, ... порядка, а нижний для 7, 13, 19, ... порядка. Поскольку в нашем рассмотрении мы не обращаем внимания на знаки кривых возбужденного поля, мы можем без учета знаков записать:

$$f(x, t)_{r\nu} = \left| \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{w_S}{p} I'_{Lw} \frac{1}{\nu} \right| \left\{ \xi_{S_\nu} \sin \left( \omega t - \nu \frac{x\pi}{\tau} \right) - \right. \\ \left. - \xi_{L_\nu} \frac{\xi_{S_1}}{\xi_{L_1}} \sin \left[ \left( \omega t - \nu \frac{x\pi}{\tau} \right) + (1 - \nu) \alpha \right] \right\}, \quad (329)$$



Фиг. 229.

если будем вводить в это уравнение порядковые числа гармонических, вращающиеся с основной волной, положительными ( $\nu = 7, 13, 19, \dots$ ), а вращающихся противоположно гармонических ( $\nu = -5, -11, -17, \dots$ ) отрицательными.

т е л ь н ы м и. Фазовый угол между амплитудами составляющих, вызванных статором ( $S_v$ ) и ротором ( $L_v$ ), результирующей амплитуды  $A_v$ , будет  $(1 - v)\alpha$  (см. фиг. 229). Таким образом, мы получаем амплитуду  $v$ -ой гармонической результирующей кривой возбужденного поля как

$$A_v = \sqrt{S_v^2 + L_v^2 - 2S_v L_v \cos(1 - v)\alpha} = \\ = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{w_s}{p} \frac{I'_L}{v} \sqrt{\xi_{S_v}^2 + \left(\xi_{L_v} \frac{\xi_{S_1}}{\xi_{L_1}}\right)^2 - 2\xi_{S_v} \xi_{L_v} \frac{\xi_{S_1}}{\xi_{L_1}} \cos(1 - v)\alpha}, \quad (330a)$$

или приведенную к амплитуде кривой возбужденного поля намагничивающего тока

$$A_{\mu_1} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{w_s}{p} I_{\mu} \xi_{S_1}; \quad (330b)$$

$$\frac{A_v}{A_{\mu_1}} = \frac{I'_L}{I_{\mu} v} \sqrt{\left(\frac{\xi_{S_v}}{\xi_{S_1}}\right)^2 + \left(\frac{\xi_{L_v}}{\xi_{L_1}}\right)^2 - 2 \frac{\xi_{S_v}}{\xi_{S_1}} \frac{\xi_{L_v}}{\xi_{L_1}} \cos(1 - v)\alpha}, \quad (330)$$

и при этом по ур. (322), (323) и (324a), если мы, как и раньше, пренебрежем членами с  $1/v^3$  и  $1/v^4$  по сравнению с  $(1 - s)^2/v^2$ ,

$$\epsilon_0^2 \approx (1 - s)^2 \left(\frac{I'_L w}{I_{\mu}}\right)^2 \sum_{v=-5, 7, -11, 13, \dots} \left(\frac{\epsilon_v}{v \epsilon_1}\right)^2 \left[ \left(\frac{\xi_{S_v}}{\xi_{S_1}}\right)^2 + \right. \\ \left. + \left(\frac{\xi_{L_v}}{\xi_{L_1}}\right)^2 - 2 \frac{\xi_{S_v}}{\xi_{S_1}} \frac{\xi_{L_v}}{\xi_{L_1}} \cos(1 - v)\alpha \right]. \quad (331)$$

Если мы запишем

$$\alpha = (1 + g)\pi/6, \quad (331a)$$

где  $g$  проходит все целые отрицательные и положительные числа (включая 0), то для нечетного  $g$   $(1 - v)\alpha$  равно нулю или целому положительному или отрицательному числу, кратному  $2\pi$ . Эти значения  $\alpha$  соответствуют по разд. 10с I-му основному положению щеток. Мы получаем при этом

$$\epsilon_0^2 \approx (1 - s)^2 \left(\frac{I'_L w}{I_{\mu}}\right)^2 \sum_{v=-5, 7, -11, 13, \dots} \left[ \frac{\epsilon_v}{v \epsilon_1} \left(\frac{\xi_{S_v}}{\xi_{S_1}} - \frac{\xi_{L_v}}{\xi_{L_1}}\right) \right]^2, \quad (331b)$$

Для четных  $g$ , при которых мы обозначаем щеточный угол в ур. (331a) как II-ое основное положение щеток (см. разд. 10с), будет для  $v = -5, 7, -17, 19, -29, 31, \dots$   $\cos(1 - v)\alpha = -1$ , тогда как для  $v = -11, 13, -23, 25, -35, \dots$   $\cos(1 - v)\alpha = +1$ . Таким

образом, для II-го основного положения щеток мы получаем:

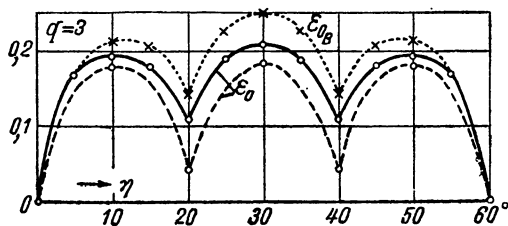
$$\varepsilon_o^2 \approx (1-s)^2 \left( \frac{I'_{Lw}}{I_\mu} \right)^2 \left\{ \sum_{v=-5, 7, -17, \dots} \left[ \frac{\varepsilon_v}{\varepsilon_{S1}} \left( \frac{\xi_{Sv}}{\xi_{S1}} + \frac{\xi_{Lv}}{\xi_{L1}} \right) \right]^2 + \right. \\ \left. + \sum_{v=-11, 13, -23, \dots} \left[ \frac{\varepsilon_v}{\varepsilon_{S1}} \left( \frac{\xi_{Sv}}{\xi_{S1}} - \frac{\xi_{Lv}}{\xi_{L1}} \right) \right]^2 \right\}. \quad (331_{II})$$

При числовом решении ур. (331), (331<sub>I</sub>), (331<sub>II</sub>) возникают сомнения, какие значения обмоточных коэффициентов следует подставлять при вращающемся роторе, так как форма кривой возбужденного поля изменяется с положением щеток на коллекторе. Можно показать [Л. 217b], что э. д. с., индуцированная в секции ротора кривой возбужденного поля обмотки ротора, имеет тот же вид, что и э. д. с., вызванная статорной обмоткой с тем же числом пазов на полюс и фазу, если ширина щетки равна коллекторному делению и число пазов ротора равно числу пластин коллектора. В этом случае мы можем подставлять для  $\xi_{Lv}$  значения, которые получаются, если ни одна секция не замыкается щетками накоротко.

В I-ом основном положении по ур. (331<sub>I</sub>) при равенстве чисел пазов на полюс и фазу  $\xi_{Sv}/\xi_{S1} - \xi_{Lv}/\xi_{L1} = 0$ . Э. д. с., вызванная нагрузочными токами, становится равной нулю, и получаются такие же сравнительно малые значения для  $\varepsilon_o$ , как и при отсутствии тока в роторе (кривые  $I_L = 0$  для  $q_L = q_S = 3$  на фиг. 230b).

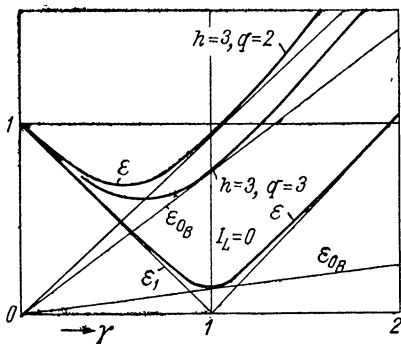
Во II-ом основном положении, т. е. если щетки сдвинуты на фазовый угол в пространстве  $30^\circ$  или нечетный кратный ему угол относительно I-го основного положения, отношения  $\xi_{Sv}/\xi_{S1}$  и  $\xi_{Lv}/\xi_{L1}$  обмоточных коэффициентов статорной и роторной обмоток для каждой из 5, 7, 17, ... гармонических складываются, тогда как для остальных они вычитаются, причем получаются сравнительно большие значения  $\varepsilon_o$ .

На фиг. 230а сплошной линией нанесены рассчитанные по ур. (331), (331<sub>I</sub>) и (331<sub>II</sub>) значения относительной э. д. с.  $\varepsilon_o$  для  $q = q_L = q_S = 3$ ,  $s = 0$  и  $h = I'_{Lw}/I_\mu = 1$  в зависимости от щеточного угла  $\eta \equiv \alpha$ ;  $\varepsilon_o$  растет не непрерывно от I-го основного положения

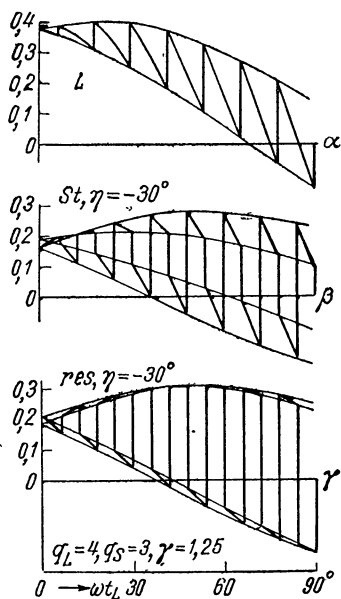


Фиг. 230а. Относительная действующая э. д. с. высших гармонических при синхронной скорости вращения и  $h = I'_{Lw}/I_\mu = 1$  в зависимости от угла сдвига щеток  $\eta \equiv \alpha$ ;  $\varepsilon_o$  для одной и той же диаметральной (—) и хордовой секции (---),  $\varepsilon_{oB}$  (...) для секций, перекрытых щетками;  $q = q_L = q_S = 3$ .

( $\eta = 0$ ) до II-го основного положения ( $\eta = 30^\circ$ ), а обнаруживает верхние значения и низшие точки. Число верхних значений в области  $0 \leq \eta \leq 60^\circ$  равно числу пазов  $q_s$  на полюс и фазу в статоре. Наибольшее верхнее значение только для нечетного  $q_s$  возникает при  $\eta = 30^\circ$ , а для четного  $q_s$ , напротив, при  $\eta = (q_s - 1)30^\circ/q_s$  [Л. 217с]. Штриховая кривая на фиг. 230а действительна для укорочения секции в статоре и роторе на одно пазовое деление. Значения  $\varepsilon_0$  на фиг. 230а нужно еще умножить на имеющее место отношение  $h = I'_{Lw}/I_\mu$  (например 3) и на относительную скорость вращения  $1 - s$ . С возрастанием  $q_s$  падает  $\varepsilon_0$  [Л. 217с].



Фиг. 230b.  $\varepsilon_{0в}$ ,  $\varepsilon_1$  ( $= |s|$ ) и  $\varepsilon = \sqrt{\varepsilon_{0в}^2 + \varepsilon_1^2}$  в зависимости от  $\gamma = 1 - s$ . При нагрузке в неблагоприятном положении щеток для  $h=3$ ,  $q=q_L=q_s=2$  и 3; для ротора без тока ( $I_L=0$ ) при  $q=3$ .



Фиг. 230с. Мгновенные значения относительных э. д. с. высших гармонических в секциях, перекрытых щетками;  $q_L=4$ ,  $q_s=3$ ,  $h=1$ ;  $\gamma=1,25$ ;  $\eta=\alpha=-30^\circ$  из I-го основного положения.

Выведенные уравнения справедливы для одной и той же секции ротора. Для искрения под щетками определяющей является, однако, э. д. с. соответствующей секции, перекрытой щеткой. Действующее значение э. д. с. всех последовательно входящих в короткое замыкание секций может быть [Л. 217с] при неблагоприятном положении щеток еще несколько больше, чем в одной и той же секции.

Для нашего примера с диаметральными секциями получается пунктирная кривая  $\varepsilon_{0в}$  на фиг. 230а.

Принимая, что отношение  $h = I'_{Lw}/I_\mu = 3$  и статор и ротор имеют диаметральную обмотку, на фиг. 230b нанесены  $\varepsilon_{0в}$  и  $\varepsilon$  для  $q=q_L=q_s=2$  и 3 при неблагоприятном положении щеток в зави-

симости от относительной скорости вращения  $\gamma = 1 - s$ . Мы видим, что высшие гармонические кривой возбужденного поля могут сильно увеличивать относительное действующее значение  $\epsilon$ . Для  $q = 3$  уже при 1,28, а при  $q = 2$  даже при 1,06 синхронной скорости вращения  $\epsilon$  достигает значения при неподвижном роторе.

Для искрения под щетками определяющим является, правда, не только действующее значение, а также максимальное значение, которое, однако, может еще больше увеличиваться, чем действующее значение.

Фиг. 230с показывает м г н о в е н н ы е значения относительной э. д. с. высших гармонических в перекрытых щетками секциях ротора (приведенные к амплитуде э. д. с., которая индуцируется основной волной при н е п о д в и ж н о м роторе) в зависимости от временного угла  $\omega t_L$  тока ротора, если ротор вращается с  $\gamma = 1,25$  синхронной скорости. Кривые построены для  $q_L = 4$ ,  $q_s = 3$  и  $h = 1$ , если ротор, статор и они оба обтекаются током и щетки сдвинуты из I-го основного положения на  $\eta \equiv \alpha = -30^\circ$ . Слабые линии указывают огибающие кривые. Например, при  $h = 3$  относительное максимальное значение э. д. с. высших гармонических составляет  $3 \cdot 0,31 = 0,93$ , тогда как относительное максимальное значение э. д. с., вызванной основной гармонической ( $s = -0,25$ ), составляет только 0,25.

Если щетка шире коллекторного деления и в пазу рядом лежит больше сторон секций, то э. д. с., индуцируемая высшими гармоническими в I-ом основном положении больше не равна нулю, но все же меньше, чем во II-ом основном положении.

**с. Другие коллекторные машины.** У машины со статорным питанием с о с о б о й обмоткой возбуждения (разд. Е) коллекторная обмотка ротора компенсируется статорной обмоткой. При этом щетки стоят в I-ом основном положении и вращающееся поле возбуждается особой обмоткой. В отношении высших гармонических э. д. с.  $\mathcal{E}_R$  эта машина ведет себя как шунтовая машина со статорным питанием со щетками в I-ом основном положении.

У п о с л е д о в а т е л ь н о й машины токи в обмотках статора и ротора принудительно находятся в постоянном соотношении. В разд. В8b мы исследуем для этого частного случая влияние высших гармонических в зависимости от положения щеток.

У шунтовых машин с р о т о р н ы м питанием коллекторная обмотка является только добавочной регулировочной обмоткой, которая помещается в пазах первичной обмотки и обтекается вторичным током. Поэтому результирующая кривая возбужденного поля определяется, главным образом, обеими бесколлекторными обмотками, как у обычной асинхронной машины.

В то время как у шунтовой машины со статорным питанием (разд. а и б) относительное положение кривых возбужденного поля первичной и вторичной обмоток определяется (постоянным) щеточным углом  $\alpha$ , их относительное положение у машины с роторным пита-

нием непрерывно меняется, так что встречаются все положения вторичной и первичной обмоток. Поэтому в среднем машина с роторным питанием будет вести себя примерно так, как шунтовая машина со статорным питанием с положением щеток между I-ым и II-ым основными положениями.

Точнее можно проследить процессы с помощью уравнений, которые были выведены нами для кривых возбужденного поля асинхронных машин в т. IV. Так, по ур. (220) и (214а) мы получаем кривую возбужденного поля для  $\nu$ -й гармонической первичной обмотки, приведенную к кривой неподвижной статорной обмотки у машины с роторным возбуждением, и по ур. (227), (227а) и (220а) — созданную  $\nu$ -й гармонической вторичной обмотки кривую возбужденного поля с током, индуктированным  $\nu$ -й гармонической первичной обмотки, по ур. (287).

Сумма этих кривых возбужденного поля есть результирующая кривая возбужденного поля  $\nu$ -й гармонической, приведенная к неподвижной обмотке статора.

Секция коллекторной регулировочной обмотки теперь вращается со скоростью  $-(1-s)v_1$ . Мы получаем поэтому относительную скорость как сумму скорости  $\nu$ -й результирующей гармонической и  $(1-s)v_1$ .

#### **d. Высшие гармонические, вызванные явлением насыщения.**

Из-за явления насыщения вращающееся поле, вызванное основной гармонической кривой возбужденного поля, по сравнению с синусоидальной формой уплощается (разд. E2, т. IV). Получающиеся в результате этого высшие гармонические, в противоположность рассмотренным в разд. а до с высшим гармоническим, вращаются относительно первичной обмотки с той же скоростью, что и основная гармоническая. В то время как их составляющая к полной индуктированной в коллекторной обмотке э. д. с. исчезающе мала (разд. б), она может становиться заметной в отдельных секциях ротора, перекрытых щетками.

Если вторичная обмотка является коллекторной обмоткой (шунтовая или последовательная машины со статорным питанием), частота э. д. с., индуктированной в секции ротора, равна  $s\nu f$ , где  $f$  есть частота сети, а ее действующее значение пропорционально скольжению, т. е. для всех скоростей вращения пропорционально также э. д. с.  $\mathcal{E}_{R_1}$ , индуктированной основной гармонической вращающегося поля. У машины с роторным питанием коллекторная обмотка неподвижна относительно первичной обмотки, частота э. д. с., индуктированной в секции ротора, тогда равна  $\nu f$ , а ее действующее значение не зависит от скольжения.

Составляющая высших гармонических в э. д. с. вращающегося поля  $\mathcal{E}_R$ , вызванная явлением насыщения, проявляется не в столь большой мере, как составляющая, вызванная распределением обмоток. Согласно разд. E2f, т. IV, явление насыщения вызывает, главным образом, 3-ю гармоническую. Индуцируемая ею э. д. с. в секции коллекторной обмотки может быть уничтожена, если

ширина секции равняется  $(1 \mp 1/3)\tau$ , однако по разд. A2b и с хордовые секции при хордовых щетках могут применяться только при двенадцатището́чном включении, чтобы избежать гармонических четного порядка в кривой возбужденного поля.

## 9. Устройства для улучшения уничтожения искрения

**а. Выбор обмотки.** Правильным выбором обмотки может быть уничтожено искрение и без применения добавочных полюсов. Этот выбор должен делаться, с одной стороны, с учетом возможно меньшей э. д. с. коммутации, с другой стороны — с учетом возможно меньших высших гармонических в кривой поля.

В разд. 7с мы видели, что при шестището́чном включении с хордовой обмоткой э. д. с. коммутации по сравнению с трехщето́чным включением, а также по сравнению с шестището́чным включением с диаметральной обмоткой может быть снижена почти наполовину. Дальнейшее уменьшение почти до  $1/4$  по сравнению с трехщето́чным включением получается при двенадцатището́чном включении с хордовыми щетками, а сверх того — путем увеличения числа щеток и фаз.

Обмотка Латура (разд. 3) с нечетным числом пазов на пару полюсов (см. фиг. 219, а) ведет себя в отношении э. д. с. коммутации аналогично хордовой обмотке. При четном числе пазов на пару полюсов при  $\eta_{1s} = \eta_{1w} = N/2p$  (см. фиг. 220, а) получается диаметральной обмотка, а при  $\eta_{1s} = \eta_{1w} \neq N/2p$  — хордовая обмотка. Обе обмотки ведут себя аналогично обычным диаметральной или хордовой обмоткам. Хотя по фиг. 220, а кажется, будто э. д. с. коммутации при обмотке Латура по сравнению с э. д. с. при обычной хордовой обмотке наполовину уменьшается, так как короткозамкнутые щетки одной полярности витки петлевой и волновой обмоток лежат в различных пазах, но нужно обратить внимание, что в тех же самых пазах, в которых лежат короткозамкнутые щетки одной полярности витки волновой обмотки, находятся витки петлевой обмотки, короткозамкнутые щетками другой полярности.

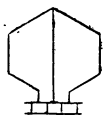
Чтобы ограничить э. д. с.  $\mathcal{E}_{Ro}$ , индуцируемую высшими гармоническими вращающегося поля, нужно по возможности уничтожить эти высшие гармонические вращающегося поля. Благоприятным для этого является возможно большее число пазов как в статоре, так и в роторе и укорочение ширины секций в статоре и в роторе (см. разд. 8, фиг. 230а). Обмоток, у которых кривая возбужденного поля содержит также гармонические четного порядка, следует избегать. Это хордовые обмотки при трехщето́чном включении или при шестището́чном включении с (одинарными) хордовыми щетками. Если при шестището́чной схеме с хордовыми щетками желательно применить хордовую обмотку, тогда следует выбирать обмотку Латура с четным числом пазов на пару полюсов  $\eta_{1s} = \eta_{1w}$ , при которой в кривой возбужденного поля не воз-



никает гармонических четного порядка. То же справедливо и для обычной хордовой обмотки и двенадцатичеточном включении.

Кроме того, желателен не слишком малый воздушный зазор между статором и ротором, поскольку, согласно разд. 8 б, высшие гармонические кривой поля, вызванные токами нагрузки, при большом воздушном зазоре (больше  $I_{\mu}!$ ) становятся слабее. Наконец, чтобы ограничить высшие гармонические, вызванные явлением насыщения, магнитная напряженность в зубцах должна выбираться не слишком высокой (см. разд. [IIB3, т. II и E2f, т. IV]), так что магнитная характеристика не должна очень отклоняться от прямолинейной.

Уничтожение высших гармонических кривой поля путем применения благоприятной для этого обмотки является особенно важным для машин с регулированием посредством сдвига щеток, поскольку, как мы показали в разд. 8 б, в известных положениях щеток могут образовываться особенно сильные высшие гармонические.



Фиг. 231.  
Промежу-  
точная  
пластина.

У больших коллекторных машин даже при петлевой обмотке только с одним витком на коллекторную пластину получается уже недопустимо большая э. д. с.  $\mathcal{E}_{R_1}$  от основной волны вращающегося поля. Поэтому приходится применять многоходовые петлевые обмотки, которые содержат иногда также уравнительные соединения третьего рода (разд. I 13, «Якорные обмотки»). Для этого подходит также многоходовая обмотка Латура. Заводами Шкода [Л. 219] применяется обмотка,<sup>1</sup> выполняемая аналогично обмотке на фиг. 68 — «Якорные обмотки», у которой, однако, включены все возможные уравнительные соединения второго рода. Для уменьшения э. д. с.  $\mathcal{E}_{R_1}$  между смежными коллекторными пластинами располагаются также промежуточные пластины, посредством которых разделяется напряжение между концами одного витка [Л. 13 и 14]. Такое устройство простейшего вида с промежуточной пластиной указано на фиг. 231, причем соединительный проводник к промежуточной пластине нужно представлять себе не на внешней поверхности ротора, а в свободной от поля внутренней части ротора. Завод Шорха применяет для разделения напряжения описанные в заключении разд. б вспомогательные секции (см. фиг. 234, б), которые включаются к концам основной секции. Если в середине вспомогательной секции делается отвод (в точке а на фиг. 234, б) и соединяется с промежуточной пластиной, последняя делит напряжение между концами основной секции практически на две равные части [Л. 221].

<sup>1</sup> Эта обмотка в противоположность указанию к фиг. 68 выполняема также для  $u = \text{нечетное}$ , на что обратил мое внимание д-р Каудерс. Условия для этого:  $N/2p = \text{целое}$  и  $y_1 = k/2p + 1$ ,  $y_2 = k/2p - 1$ , если обмотка выполняется перекрещенной.

Многоходовые петлевые обмотки с такими вспомогательными секциями (см. фиг. 324с) были предложены впервые Шраге, который исследовал также подробно выполнимость этих обмоток.

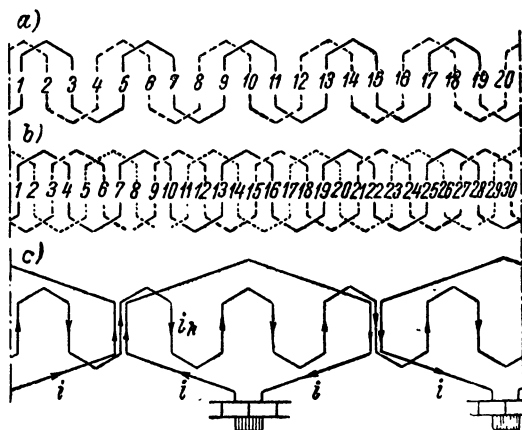
**б. Демпферные обмотки.** В разд. 8 б мы показали, что высшие гармонические вращающегося поля, которые зависят от распределения обмоток, т. е. от формы возбужденного поля, могут давать значительную долю полной э. д. с., которая индуктируется полем в воздушном зазоре в витках ротора, перекрытых щетками. Принципиально высшие гармонические могут уничтожаться посредством многофазных короткозамкнутых обмоток, которые располагаются в пазах статора и каждая наматывается для числа полюсов той высшей гармонической, которая должна быть уничтожена [Л. 210]. В каждой из таких обмоток не должна индуктироваться э. д. с. от основного поля. Менее существенным было бы, чтобы фазы располагались по окружности якоря точно на  $2/m$ , полюсного деления высшей гармонической, если  $m$  есть число фаз короткозамкнутой обмотки. Чтобы можно было выполнить такую обмотку для  $v$ -й гармонической, в которой не индуктируется э. д. с. от основной волны вращающегося поля, число пазов на полюсное деление должно делиться на порядковое число  $v$ . Достичь этого, однако, тем труднее, чем выше порядковое число уничтожаемой гармонической.

5-я гармоническая часто уже дает составляющую, превышающую 50% э. д. с., индуктированной высшими гармоническими, так что уже кое-что достигается, если удастся уничтожить эту гармоническую. При трехфазной обмотке статора с 5 пазами на полюс и фазу это возможно; короткозамкнутая обмотка может быть выполнена здесь трехфазной. Обычно, однако, число пазов на полюсное деление меньше 15. Тогда короткозамкнутая обмотка для 5-й гармонической больше не может быть выполнена таким образом, чтобы на нее не влияла основная гармоническая. Если несмотря на это все же желательно применить ее, то приходится считаться с известными остаточными напряжениями, вызванными основной гармонической, и сделать их безвредными путем достаточно большого сопротивления короткозамкнутой обмотки.

Более эффективна такая короткозамкнутая обмотка, однако, если она располагается на роторе, так как скорость высшей гармонической по отношению к ротору для практически встречающихся скоростей вращения оказывается значительно большей, нежели по отношению к статору (см. разд. 8 б). Основная обмотка ротора может тогда очень легко выполняться с числом пазов на полюс кратным 5, и  $m$ -фазная короткозамкнутая обмотка получается если  $m = N/2pv \geq 2$ . Так, например, при 10 пазах на полюсное деление получается  $m = 10/5 = 2$ , т. е. двухфазная обмотка (фиг. 232, а), тогда как при  $N/2p = 15$  выполняема трехфазная короткозамкнутая обмотка (фиг. 232, б).

Такая короткозамкнутая обмотка пригодна также для уменьшения индуктивности секций ротора, перекрытых щетками, и

в связи с этим уменьшения искрения под щетками. Чтобы показать это, мы можем пренебречь активным сопротивлением короткозамкнутой обмотки при больших изменениях тока, которые приводят к искрению под щетками. Предположим, например, основную обмотку диаметальной обмоткой при шестищеточном включении и пренебрежем лобовым рассеянием и взаимным рассеянием между проводниками, лежащими в одном пазу. Поле в зазоре, возбужденным какой-либо фазой короткозамкнутой обмотки, мы пренебрегаем, потому что оно демпфируется другими фазами. Для одного проводника в пазу пусть будет индуктивность  $L$ . С обозначениями



Фиг. 232. Короткозамкнутые обмотки на роторе: а) двухфазная; б) трехфазная; в) демпфирование для случая б.

на фиг. 232, с получаются тогда уравнения напряжений

$$4L \frac{di}{dt} + 2L \frac{di_k}{dt} = \mathcal{E} \quad \text{и}$$

$$10L \frac{di_k}{dt} + 4L \frac{di}{dt} = 0.$$

(332 а и б)

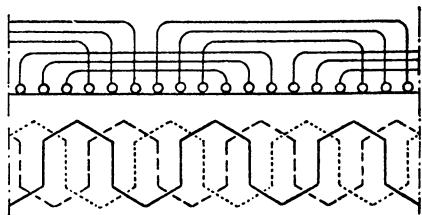
Из последнего уравнения мы получаем  $i_k = -0,4i$ . Подставляя вур. (332 а), получаем  $\mathcal{E} = 3,2L di/dt$ , тогда как без короткозамкнутой обмотки было бы  $\mathcal{E} = 4L di/dt$ . Таким образом, индуктивность пе-

рекрытой щетками секции ротора уменьшается до 80%. При трехщеточном включении получается такое же демпфирование.

Высшие гармонические вращающегося поля, вызванные насыщением и являющиеся следствием уплощения кривой поля, также могут уничтожаться посредством многфазных короткозамкнутых обмоток. Эти гармонические, согласно разд. 8 d, вращаются относительно первичной обмотки с синхронной скоростью. У машин со статорным питанием их скорость по отношению к ротору пропорциональна скольжению. Поэтому целесообразно располагать короткозамкнутую обмотку на статоре. По разд. E2f, т. IV, практически имеет место, главным образом, 3-я гармоническая. Так как у трехфазных обмоток число пазов на полюсное деление, как правило, делится на 3, короткозамкнутая обмотка для каждой фазы может быть выполнена так, что в ней не индуцируется э. д. с. от основной гармонической. Короткозамкнутая обмотка для каждой фазы может выполняться в виде обмотки с одним пазом; тогда число фаз получается  $m = q$ , числу пазов на полюс и фазу основной обмотки.

На фиг. 233 в качестве примера представлена статорная обмотка с  $q = 3$  паза на полюс и фазу и под ней соответствующая (трех-фазная) короткозамкнутая обмотка для уничтожения 3-ей гармонической в кривой поля. Если короткозамкнутая обмотка по фиг. 233 располагается на роторе, то уравнения, соответствующие ур. (332а и б), показывают уменьшение индуктивности секции до 0,667.

До сих пор мы принимали, что демпферная обмотка выполняется таким образом, что в ней не индуцируется э. д. с. от основной гармонической вращающегося поля. Если демпферная обмотка в машине со статорным питанием располагается на роторе и обмоточный коэффициент одной фазы для основной гармонической отличается от нуля, то индуцированные в демпферной обмотке токи при нижесинхронной скорости вращения создают двигательный, а при вышесинхронной скорости генераторный вращающие моменты. Таким образом, при нижесинхронных скоростях вращения имеет место разгрузка по току коллекторной обмотки, а при вышесинхронных перегрузка коллекторной обмотки. Чтобы ограничить это влияние практически еще допустимыми пределами, нужно было бы выполнять демпферную обмотку с большим сопротивлением.



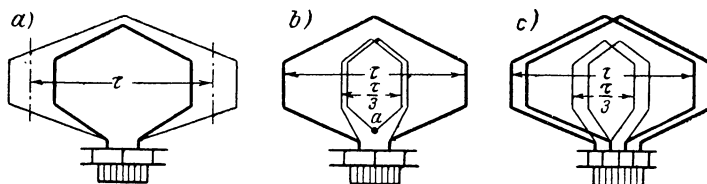
Фиг. 233. Статорная обмотка с трех-фазной короткозамкнутой обмоткой на статоре.

У обычной обмотки типа беличьей клетки, в качестве демпферной обмотки, тепловая нагрузка была бы тогда недопустимо большой. Если же, наоборот, применить короткозамкнутую обмотку с многими стержнями в фазе, как она предложена автором для асинхронных двигателей с большим пусковым моментом [Л. 220], то эта высокая тепловая нагрузка может быть снижена. Обычно тогда обмотка получается с одним витком на фазу и сильно укороченной шириной секции (фиг. 70, т. IV) — до ширины секции, равной одному пазовому делению. Такая обмотка способна уменьшить индуктивность секций, перекрытых щеткой и, по крайней мере, частично демпфировать высшие гармонические вращающегося поля. По сопротивлению и соответственно по обмоточному коэффициенту этой демпферной обмотки может быть установлен добавочный вращающий момент, вызванный демпферной обмоткой. Чем последний больше, тем меньше наибольшая практически встречающаяся скорость вращения может превышать синхронную с тем, чтобы избежать большой токовой нагрузки коллекторной обмотки.

На практике пригодными оказываются демпферные обмотки на роторе, как они представлены на фиг. 234, а до с. К каждой секции основной обмотки параллельно присоединяется вспомогательная секция, так что обмотка, состоящая из вспомогательных секций, также оказывается включенной параллельно основной

обмотке ротора. Каждая секция основной роторной обмотки выделена на фиг. 234, *a* и *b* более жирной линией, тогда как вспомогательные секции указаны тонкими линиями. Число витков и ширина секций должны быть выбраны таким образом, чтобы во вспомогательной секции основной гармонической вращающегося поля индуктировалась такая же э. д. с. по величине и по фазе, как и в основной секции, которой она включена параллельно.

В короткозамкнутой цепи, образованной из этих обеих параллельно включенных секций, таким образом основной гармонической вращающегося поля не индуктируется никакой э. д. с. Так, например, на фиг. 234, *a* ширина вспомогательной секции настолько больше полюсного деления  $\tau$ , насколько ширина основ-



Фиг. 234. Демпферные обмотки на роторе: *a*) и *b*) для одноходовых, *c*) для двухходовых петлевых обмоток.

ной секции меньше  $\tau$ ; обе секции имеют одинаковый обмоточный коэффициент. На фиг. 234, *b*, в качестве примера, предполагается диаметральной секция для основной обмотки и хордовая секция с шириной  $\tau/3$  для вспомогательной обмотки. Чтобы в обеих секциях основной гармонической вращающегося поля индуктировалась одинаковая э. д. с., оси секций должны совпадать, а вспомогательная секция должна содержать вдвое больше витков, чем основная секция. На фиг. 234, *c* представлено, наконец, соответствующее выполнение для двухходовой обмотки. Такого рода демпферные обмотки оказываются пригодными как для машин со статорным питанием, так и для машин с роторным питанием. О выполнимости обмоток по фиг. 234, *c* см. [Л. 200].

Проводники вспомогательной обмотки имеют значительно меньшее поперечное сечение, чем проводники основной обмотки и, как правило, располагаются у открытого паза. Их реактивное сопротивление рассеяния тогда значительно меньше, а их активное сопротивление больше, нежели соответствующие сопротивления основной обмотки. Секции вспомогательной обмотки демпфируют при этом быстрые изменения токов короткого замыкания, возникающие к концу короткого замыкания щетками. Кроме того, короткозамкнутые контуры, образованные из секций основной и вспомогательной обмоток, демпфируют также высокочастотные колебания э. д. с. вращающегося поля  $\mathcal{E}_R$ . Эти короткозамкнутые контуры имеют форму, подобную отдельным короткозамкнутым контурам короткозамкнутого ротора со многими стержнями в фазе, как мы их рас

смагивали в разд. D 2, т. IV (см., например, фиг. 71, *a*). Расположение по фиг. 234, *a* позволяет демпфировать высшие гармонические четного порядка, которые имеют место при хордовой обмотке и трехщеточном включении или шестищеточном включении с хордовыми щетками, тогда как при обмотках по фиг. 234, *b* и *c* в большей или меньшей мере демпфируются высшие гармонические нечетного порядка.

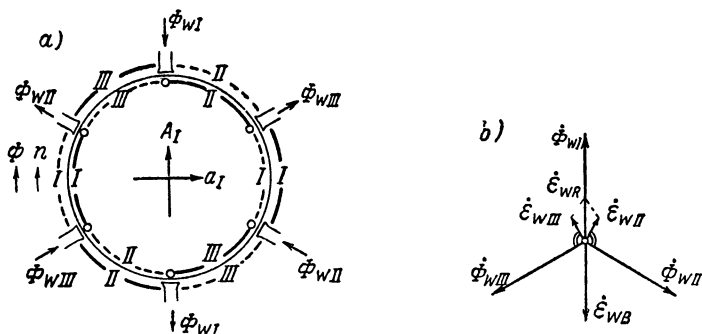
Заводы Шорха применяют схему по фиг. 234, *b*, причем вспомогательная обмотка располагается на дне паза и магнитно отделяется от основной обмотки посредством прокладки из железа [Л. 221]. При этом э. д. с. коммутации якобы должна наполовину уменьшаться. Однако представляется, что такая вспомогательная обмотка оказывает влияние только подобное рассмотренному нами у обмоток на фиг. 232, *c* и 233, т. е. также дает только несовершенное демпфирование. Согласно исследованиям British Thomson Houston Co такое выполнение должно быть даже менее эффективным, чем при расположении проводников вспомогательной обмотки у открытия паза [Л. 222]. При такой демпферной обмотке из-за меньшей чувствительности к искрению под щетками номинальная мощность и перегрузочная способность по сравнению с машиной без демпферной обмотки могут быть значительно увеличены.

**с. Добавочные полюсы у машин с вращающимся полем.** Принципиально при неподвижных щетках и у многофазных коллекторных машин в коммутационных зонах могут создаваться магнитные поля, индуктирующие в секциях ротора, перекрытых щетками, э. д. с., которые противодействуют э. д. с. коммутации. Эти магнитные поля могут возбуждаться обмотками на зубцах статора в коммутационных зонах, если они питаются токами через щетки, соответствующими короткозамкнутым секциям. Эти поля, поскольку они создаются только внутри малых узко ограниченных зон, не имеют характера вращающегося поля; они накладываются как местные пульсирующие поля на возбужденное основными обмотками вращающееся поле.

На фиг. 235, *a* для двухполюсной трехфазной машины представлены результирующие линейные нагрузки роторной обмотки посредством сплошных и штриховых дуг окружностей (см. разд. 2, фиг. 211, *c* и 213, *b*) и фазы токов обозначены римскими цифрами. Стороны короткозамкнутых щетками секций указаны кружками. Точно так же представлены и линейные нагрузки в статоре, которые компенсируют линейные нагрузки ротора. На эти линейные нагрузки накладываются еще линейные нагрузки намагничивающих токов, которые могут создаваться также посредством специальной трехфазной обмотки возбуждения. На статоре изображены только те зубцы, которые находятся в коммутационных зонах. Для компенсации э. д. с. коммутации эти зубцы несут обмотки, которые обтекаются токами через щетки. Если мы примем, что сплошные линейные нагрузки обозначают направление тока из плоскости чертежа, а штриховые—направление в плоскость

чертежа, то положительная ось обмотки для роторных токов фазы  $I$  направлена вверх, она обозначена через  $A_I$ . Для того чтобы э. д. с. коммутации противодействовала некоторая э. д. с. вращения в поле добавочных полюсов, по фиг. 381, т. I, поток добавочных полюсов  $\Phi_{WI}$  должен быть направлен противоположно оси  $A_I$ . Это справедливо и для потоков добавочных полюсов  $\Phi_{WII}$  и  $\Phi_{WIII}$ .

Коммутирующие потоки  $\Phi_{WI}$ ,  $\Phi_{WII}$ ,  $\Phi_{WIII}$  индуцируют в статорной и роторной обмотках э. д. с. (покоя), которые при противовключении статорной и роторной обмоток (см. разд. E2) в цепи тока якоря уничтожаются, если статорная обмотка полностью компенсирует обмотку ротора. Если обмотки статора и ротора пи-



Фиг. 235. а) Токораспределение и потоки добавочных полюсов;  
б) векторная диаграмма э. д. с.  $\dot{\mathcal{E}}_{WR}$  и  $\dot{\mathcal{E}}_{WB}$ .

таются отдельно, то э. д. с., индуцированные потоками добавочных полюсов, в цепи статора складываются с э. д. с., индуцированными вращающимся полем, а в цепи ротора вычитаются, но на поведение машины это не оказывает заметного влияния.

Иначе получается для секций ротора, перекрытых щетками. Рассмотрим, например, секцию ротора, принадлежащую фазе  $I$ , плоскость витка которой совпадает с осью  $A_I$ . Эта секция охватывает потоки  $\Phi_{WII}$  и  $\Phi_{WIII}$ . Если мы определим положение этой секции (произвольно) осью обмотки  $a_r$ , то  $\Phi_{WI}$ , в основном, противоположно направлен  $a_r$ , а  $\Phi_{WIII}$  направлен согласно, и по разд. 1А3а мы получим индуцированные в секции э. д. с.  $\dot{\mathcal{E}}_{WII}$  и  $\dot{\mathcal{E}}_{WIII}$  на фиг. 235, б, которые совместно образуют результирующую э. д. с.  $\dot{\mathcal{E}}_{WR}$ .

Если  $I_I$  упреждает по фазе  $I_{II}$ , а  $I_{II}$  упреждает по фазе  $I_{III}$  [см. ур. (311а до с)], то, по разд. I С7, т. I, вращающееся поле вращается в направлении стрелки  $\Phi$  на фиг. 235, а. В этом же направлении должен вращаться также и ротор у практически встречающихся многофазных машин (стрелка  $n$  на фиг. 235, а). Тогда ось  $a_I$  поворачивается в направлении потока  $\Phi_{WI}$ , и по разд. 1А3а мы получаем э. д. с. вращения  $\dot{\mathcal{E}}_{WB}$  в противофазе с  $\dot{\mathcal{E}}_{WI}$  (фиг. 235, б). Таким образом, независимыми потоками

добавочных полюсов в короткозамкнутой секции ротора будет индуцироваться э. д. с. покоя  $\dot{\mathcal{E}}_{WR}$ , которая находится в противофазе с э. д. с. вращения  $\dot{\mathcal{E}}_{WB}$  и имеет ту же частоту, т. е. частоту сети. Если мы изменим направление вращения потока  $\Phi$  путем изменения следования фаз токов с  $I_I, I_{II}, I_{III}$  на  $I_I, I_{III}, I_{II}$ , т. е. практически путем переключения двух подводющих проводников к цепи якоря при последовательном включении обмоток статора и ротора или путем переключения двух подводщих проводников либо в статорной, либо в роторной цепях, если обмотки статора и ротора питаются раздельно, то изменяется также и направление вращения двигателя.  $\dot{\mathcal{E}}_{WB}$  находится тогда в фазе с  $\dot{\Phi}_{WI}$ , но и  $\dot{\mathcal{E}}_{WR}$  меняет свой знак, поскольку на временной диаграмме фиг. 235, *b*  $\dot{\Phi}_{WII}$  и  $\dot{\Phi}_{WIII}$  меняются местами.

Таким образом, коммутирующими полями, кроме э. д. с. пропорциональной скорости вращения ( $\mathcal{E}_{WB}$ ), индуцируется еще э. д. с., не зависящая от скорости вращения ( $\mathcal{E}_{WR}$ ), которая точно так же пропорциональна току в обмотке добавочных полюсов, следовательно, и току через щетку, которой секция замыкается накоротко. Обе э. д. с., при вращении ротора в направлении вращающегося поля, действуют встречно друг другу. Такой же характер был установлен нами в разд. 7*b* также для составляющих  $\mathcal{E}'_W$  и  $\mathcal{E}''_W$  э. д. с.  $\mathcal{E}_W$ , которая индуцируется потоками рассеяния в короткозамкнутых секциях. В ур. (315*a* и *b*), например, э. д. с.  $\mathcal{E}'_W$  и  $\mathcal{E}''_W$  действуют друг другу навстречу, если ротор вращается в направлении вращающегося поля, и  $\mathcal{E}'_W$ , в основном, пропорциональна скорости вращения, а  $\mathcal{E}''_W$  не зависит от скорости вращения. Если было бы  $\mathcal{E}_{WR}/\mathcal{E}_{WB} = \mathcal{E}''_W/\mathcal{E}'_W$ , то, следовательно, полная э. д. с.  $\mathcal{E}_W$ , вызванная полями рассеяния, уничтожалась бы э. д. с., вызванной полями добавочных полюсов.

При

$$\Phi_W = l t B_W \quad \text{и} \quad v_A = 2 p \tau n = 2 (1 - s) f \tau, \quad (333 \text{ а и б})$$

где  $l$  — длина якоря,  $t$  — пазовое деление статора и  $\tau$  — полюсное деление, мы получаем:

$$\mathcal{E}_{WR} = \sqrt{3} 2 \pi f \Phi_W = \sqrt{3} \sqrt{2} \pi f t l B_W \quad (334 \text{ а})$$

и

$$\mathcal{E}_{WB} = 2 v_A l \frac{B_W}{\sqrt{2}} = 2 \sqrt{2} (1 - s) f \tau l B_W; \quad (334 \text{ б})$$

следовательно,

$$\frac{\mathcal{E}_{WR}}{\mathcal{E}_{WB}} = \frac{\sqrt{3} \pi}{2 (1 - s)} \frac{t}{\tau}. \quad (334)$$

Если мы обратим внимание на соотношения

$$T_k = b_j / v_K \quad \text{и} \quad v_K = 2 p \tau_K n = 2 (1 - s) f \tau_K \quad (335 \text{ а и б})$$



и положим  $\operatorname{tg} \omega T_k/2 \approx \omega T_k/2$ , то получим при  $M = L$  при трехщеточном включении [ур. (315а и б)] и  $L = 2M$  (диаметральная обмотка) при шестищеточном включении [ур. (316)]

$$\frac{\mathcal{E}_W''}{\mathcal{E}_W'} = \frac{\sqrt{3} \pi}{2(1-s)} \cdot \frac{b_j}{\tau_K}. \quad (335)$$

Ур. (334) и (335) совпадают, если  $t/\tau = b_j/\tau_K$ . Но это — редкий случай.

Также и э. д. с. вращающегося поля  $\mathcal{E}_{R_1}$ , индуктированная основной гармонической вращающегося поля, могла бы компенсироваться в некоторой области скоростей вращения посредством добавочного коммутирующего поля, которое, так же как и у однофазных машин, должно возбуждаться токами частоты сети. Практически, однако, в этом нет необходимости, поскольку  $\mathcal{E}_{R_1}$  при синхронной скорости исчезает, а вблизи нее очень мала.

Многофазные машины с вращающимся полем выполняются, как правило, без добавочных полюсов. Их выполнение просто невозможно, если регулирование осуществляется сдвигом щеток, при котором коммутационная зона перемещается по окружности ротора.

## 10. Реактивные сопротивления рассеяния многофазных коллекторных машин

В последующих рассмотрениях мы предполагаем, что в машине, кроме статорной обмотки, имеется еще только коллекторная обмотка ротора, и в основу положим, как правило, шунтовую машину со статорным питанием. У шунтовых машин с роторным питанием коллекторная обмотка лежит в тех же пазах, что и расположенная на роторе первичная обмотка. На расчете реактивных сопротивлений рассеяния этих машин мы остановимся только в разд. D5.

**а. Лобовое и пазовое рассеяния при неподвижном роторе.** При неподвижном роторе реактивные сопротивления, вызванные пазовыми и лобовыми полями рассеяния, следует рассчитывать таким же образом, как и для асинхронных машин.

Лобовое реактивное сопротивление рассеяния мы получаем по разд. G3, т. IV, для первичной и вторичной обмотки общее, а именно, приведенное к первичной обмотке. Там указано, в каком примерно отношении оно разделяется на первичную и вторичную обмотку. Для шунтовых машин мы, как правило, будем относить сопротивления, точно так же, как у асинхронных машин, к первичной обмотке. Но для последовательных машин мы должны вводить неприведенное реактивное сопротивление рассеяния лобовых частей роторной обмотки, т. е. должны умножать приведенное к статорной обмотке реактивное сопротив-

ление рассеяния лобовых частей ротора на квадрат коэффициента трансформации  $\dot{y}$  между ротором и статором (см. разд. В2).

Пазовое реактивное сопротивление рассеяния при неподвижном роторе для статорной и роторной обмоток может рассчитываться по разд. G2, т. IV. Для роторной обмотки желательно, однако, привести еще уравнения для расчета пазового реактивного сопротивления рассеяния к форме, удобной для коллекторных машин.

а. Трехщеточное включение. Реактивное сопротивление одной фазы роторной обмотки, соединенной треугольником, мы можем рассчитать по ур. (384), т. I, если положим в нем  $q = N/2mp = N/6p$ . При  $\omega = z/2am = z/6a$  получаем:

$$X_N = 0,1052 \frac{f}{100} \left( \frac{z}{100 \cdot 2a} \right)^2 \frac{l_i}{N} \lambda'_N \text{ ом}, \quad (336a)$$

где  $N$  есть число пазов ротора. Магнитную проводимость  $\lambda'_N$  нужно рассчитывать по ур. (384а), т. I, и при диаметральной обмотке с достаточным приближением получается  $\lambda'_N = 3/4\lambda_N$ , где  $\lambda_N$  есть магнитная проводимость паза при совпадении по фазе токов в нижнем и верхнем слоях (разд. IIМ1b, т. I). Для эквивалентной обмотки, соединенной в звезду, реактивное сопротивление составляет  $1/3$  фазного сопротивления обмотки, соединенной в треугольник, так что для эквивалентной обмотки, соединенной звездой, если мы заменим еще  $\lambda'_N$  через  $\lambda_N$ , получаем:

$$X_N = 0,0263 \frac{f}{100} \left( \frac{z}{100 \cdot 2a} \right) \frac{l_i}{N} \lambda_N \text{ ом}. \quad (336b)$$

К тому же результату мы придем, если в ур. (376), т. I, которое действительно для однослойной обмотки, заменим значения выведенными в разд. IIA2b для эквивалентной обмотки. Для нее будет  $\omega = z/12a$  [ур. (287)],  $q = N/6p$  и  $\lambda_N$  — магнитная проводимость при совпадении по фазе токов в нижнем и верхнем слоях, рассчитанная для паза ротора.

б. Шестищеточное включение с диаметральной постановкой. Если мы подставим в ур. (376), т. I, значения, выведенные в разд. IIA2d для эквивалентной обмотки, а именно  $\omega = z/6a$ ,  $q = N/6p$  и  $\lambda_N$  при совпадении по фазе токов в нижнем и верхнем слоях, то для диаметральной обмотки получим:

$$X_N = 0,1052 \frac{f}{100} \left( \frac{z}{100 \cdot 2a} \right)^2 \frac{l_i}{N} \lambda_N \text{ ом}. \quad (337)$$

Это значение в четыре раза больше, чем для эквивалентной обмотки при трехщеточном включении [ур. (336b)]. Если мы обратим внимание на то, что при шестищеточном включении с диаметральной

щетками ток эквивалентной обмотки оказывается вполтину меньшим, чем при трехщеточном включении, то увидим, что реактивная мощность рассеяния для обоих щеточных устройств по величине одинакова. К такому же результату мы придем, если будем исходить из реактивного сопротивления рассеяния обмотки, питаемой однофазно при диаметральной постановке щеток [ур. (385), т. I] и обратим внимание, что по разд. 2d результирующий ток в проводнике при трехфазном питании вдвое больше, чем при однофазном питании и в одной фазе обмотки (например, между щетками I, I на фиг. 213, а),  $\frac{2}{3}$  фазы дает только половину реактивного сопротивления рассеяния.

При хордовых щетках мы можем с достаточной точностью (и надежностью) уменьшить реактивное сопротивление пазового рассеяния, а также и лобового рассеяния, в том же отношении, что и активное сопротивление (разд. A2е и фиг. 215).

**б. Рассеяние в зазоре при неподвижном роторе.** Рассеяние в зазоре коллекторных машин проявляется в несколько ином виде, нежели асинхронных машин. У последних (разд. GI, т. IV) при вращающемся роторе меняется положение роторной обмотки относительно статорной обмотки, тогда как у коллекторных машин как при неподвижном, так и при вращающемся роторе оно определяется исключительно положением щеток и для всех скоростей вращения практически остается постоянным.

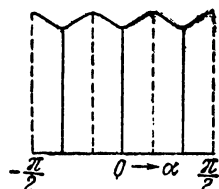
При наших рассуждениях мы предположим, что все щетки сдвигаются вместе. При  $q_s = q_l \approx \infty$  мы получаем тогда положения щеток, при которых токораспределение по окружности якоря для обеих обмоток одинаково, так что высшие гармонические кривой возбужденного поля, вызванные токами нагрузки обмоток статора и ротора, уничтожаются (см. разд. 8b). Чистое двоякосцепленное рассеяние (т. е. за вычетом рассеяния через головки зубцов, следовательно, при  $q = \infty$ ) равно нулю, так как, за исключением рассеяния через головки зубцов, нет силовых линий поля, которые пронизывают воздушный зазор и неодинаково сцепляются с обеими обмотками. Этот случай имеет место для коллекторных обмоток, как они обычно применяются, всегда при положениях щеток через каждые  $\pi/3 = 60^\circ$ , приведенных к двухполюсной машине. В этих положениях мы можем полагать рассеяние в зазоре равным рассеянию через головки зубцов как при неподвижном, так и при вращающемся роторе. Мы называем эти положения щеток «I-ым основным положением».

В других положениях щеток токораспределения в обеих обмотках также при  $q_l = q_s = \infty$  больше точно не совпадают, так что, кроме рассеяния через головки зубцов, возникает еще чистое двоякосцепленное рассеяние. Оно достигает своего наибольшего значения при положениях щеток, которые оказываются сдвинутыми относительно положений, где двоякосцепленное рассеяние равно нулю, на  $\pi/6 = 30^\circ$ . Эти положения щеток мы называем «II-ым основным положением». Между этими предельными значениями

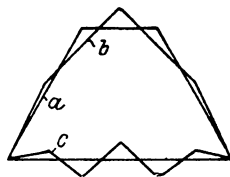
чистое двоякосцепленное рассеяние (следовательно, и его реактивное сопротивление) при неподвижном роторе меняется в зависимости от положения щеток косинусоидально.

Если мы нанесем реактивное сопротивление рассеяния в зависимости от щеточного угла (приведенного к двухполюсной машине) и обозначим через  $\alpha = 0$  то положение, при котором чистое двоякосцепленное рассеяние равно нулю, то получим кривую, представленную на фиг. 236, где разность между наибольшим и наименьшим значениями соответствует наибольшему возникающему чистому двоякосцепленному рассеянию. Фиг. 236 действительно для рассмотренного подробнее в разд. С4 шунтового двигателя и получена из измерений при питании статорной обмотки и коротком замыкании роторной обмотки через щетки при очень малой скорости вращения.

Из этих соображений мы видим, что у шунтовых машин со статорным возбуждением рекомендуется разложить рассеяние в зазоре при бесконечно большом числе пазов на две составляющие: рассеяние через головки зубцов и двоякосцепленное рассеяние. Такое разложение у обычных асинхронных машин не является целесообразным. Рассеяние через головки зубцов оказывается тогда практически не зависимым от положения щеток, тогда как чистое двоякосцепленное рассеяние зависит от положения щеток соответственно фиг. 236. Наименьшее значение реактивного сопротивления на фиг. 236 содержит, таким образом (при неподвижном роторе), сумму из реактивных сопротивлений пазового, лобового рассеяния и рассеяния через головки зубцов, тогда как наибольшее значение включает еще двоякосцепленное рассеяние при бесконечно большом числе пазов. Рассеяние через головки зубцов может рассчитываться по разд. G4, т. IV.



Фиг. 236. Реактивное сопротивление рассеяния в зависимости от щеточного угла  $\alpha$ .



Фиг. 237. Кривые возбужденного поля во II-ом основном положении.

колеблется во времени около синусоидальной основной волны кривой возбужденного поля (токи всегда предполагаются во времени синусоидальными). Предельные значения этих колебаний для диаметральной обмотки и  $q = \infty$  представлены двумя ломаными линиями  $a$  и  $b$  на фиг. 237; они соответствуют обоим случаям, когда в одной из фаз обмотки ток равен нулю (кривая  $a$ ) или равен максимальному значению (кривая  $b$ ). Разность ( $c$ ) этих кривых соответствует кривой возбужденного поля, которая вызывает чистое двоякосцепленное рассеяние во II-ом основном положении щеток, т. е. при щеточных углах  $(g + 1)\pi/6$ , где  $g$  есть целое число, включая и нуль.

Для расчета реактивного сопротивления, соответствующего чистому двояксоцепленному рассеянию во II-ом основном положении щеток, мы исходим из кривой возбужденного поля трехфазной обмотки по ур. (181), т. I, которую мы можем применить также для трехфазной роторной обмотки.

Обмоточный коэффициент  $\nu$ -й гармонической для  $q = \infty$  по ур. (148), т. I, при  $\gamma = 1/3$  будет:

$$\xi_{\nu} = \frac{6 \sin \nu 30^{\circ}}{\pi \nu} \zeta_{\nu} = \pm \frac{3}{\pi} \frac{\zeta_{\nu}}{\nu}, \quad (338)$$

где  $\zeta_{\nu}$  есть коэффициент сокращения шага секции. Если для сокращения мы положим

$$A = \frac{3 \sqrt{2} \omega}{\pi p} \cdot \frac{6 |\sin \nu 30^{\circ}|}{\pi} I = \frac{9 \sqrt{2} \omega}{\pi^2 p} I, \quad (339a)$$

то можем записать для кривой возбужденного поля по ур. (181), т. I:

$$f(x, t) = A \sum_{\nu=1, -5, 7, -11, \dots} \frac{\zeta_{\nu}}{\nu^2} \sin \left( \omega t - \nu \frac{x\pi}{\tau} \right), \quad (339)$$

если в аргумент синуса высших гармонических введем гармонические, вращающиеся в направлении основной волны, положительными ( $\nu = 1, 7, 13, \dots$ ), гармонические, вращающиеся в противоположном направлении, отрицательными ( $\nu = -5, -11, -17, \dots$ ).

Если мы положим в ур. (339)  $\omega t = \pi$ , то получим:

$$f(x, t)_a = A \sum_{\nu=1, -5, 7, -11, \dots} \frac{\zeta_{\nu}}{\nu^2} \sin \nu \frac{x\pi}{\tau}. \quad (340a)$$

Этот ряд для  $\zeta_{\nu} = 1$  (диаметральная обмотка) представляет собою на фиг. 237 трапецеидальную кривую  $a$ .

Если мы представим себе роторную обмотку с тем же числом витков и тем же коэффициентом сокращения шага, что и в статорной обмотке (кривая  $a$ ), сдвинутой во II-е основное положение, т. е. в ур. (339) вместо  $x$  подставим  $x - \tau/6$ , и вместо  $\omega t = \pi$  соответствующий временный угол  $\omega t = \pi - \pi/6$ , то получим:

$$f(x, t)_b = A \sum_{\nu=1, -5, 7, -11, \dots} \frac{\zeta_{\nu}}{\nu^2} \sin \left[ \nu \frac{x\pi}{\tau} + \frac{(1-\nu)\pi}{6} \right]. \quad (340b)$$

Последнее дает при  $\zeta = 1$  кривую  $b$  на фиг. 237. В разности

$$\begin{aligned} f(x, t)_c &= f(x, t)_a - f(x, t)_b = \\ &= A \sum_{\nu=1, -5, 7, -11, \dots} \frac{\zeta_{\nu}}{\nu^2} \left\{ \sin \nu \frac{x\pi}{\tau} - \sin \left[ \nu \frac{x\pi}{\tau} + \frac{(1-\nu)\pi}{6} \right] \right\} \end{aligned} \quad (340c)$$

пропадают гармонические с  $\nu = 1, -11, +13, -23, +25, \dots$ , так как для них  $\sin\left(\nu \frac{x\pi}{\tau} - \frac{(1-\nu)\pi}{6}\right) = \sin \nu \frac{x\pi}{\tau}$ , тогда как для остальных гармонических с  $\nu = -5, 7, -17, 19, -29, 31, \dots$   $\sin\left(\nu \frac{x\pi}{\tau} + \frac{(1-\nu)\pi}{6}\right) = -\sin \nu \frac{x\pi}{\tau}$ . Таким образом, для результирующей кривой возбужденного поля мы получаем:

$$f(x, t)_c = 2A \sum_{\nu=-5, 7, -17, 19, \dots} \frac{\zeta_\nu}{\nu^3} \sin \nu \frac{x\pi}{\tau}. \quad (340)$$

При  $\zeta_\nu = 1$  это есть кривая  $c$  на фиг. 237.

В этом выводе мы предполагали, что число витков ( $w$ ) и коэффициенты сокращения шага ( $\zeta_\nu$ ) для статорной и роторной обмоток одинаковы. Хотя это и не имеет места, у шунтовых машин с питанием со статора активный ток обмотки статора  $I_{Sw}$  (приведенный по э. д. с., индуктированной полем в воздушном зазоре) устанавливается таким образом, что создаваемая  $I_{Sw}$  и активным током роторной обмотки  $I_{Lw}$  основная волна кривой возбужденного поля пропадает. Таким образом, при равном числе фаз в статоре и роторе

$$w_S I_{Sw} = \frac{\xi_{L1}}{\xi_{S1}} w_L I_{Lw} \approx \frac{\zeta_{L1}}{\zeta_{S1}} w_L I_{Lw}. \quad (341a)$$

Для результирующей кривой возбужденного поля, которая определяет двоякосцепленное рассеяние во II-ом основном положении щеток, мы получаем [см. ур. (340a и b) и (339a)]:

$$\begin{aligned} f(x, t)_c &= \frac{9\sqrt{2}}{\pi^3 p} \sum_{\nu=1, -5, 7, -11, \dots} \left\{ w_S I_{Sw} \frac{\zeta_{S\nu}}{\nu^3} \sin \nu \frac{x\pi}{\tau} - \right. \\ &\quad \left. - w_L I_{Lw} \frac{\zeta_{L\nu}}{\nu^3} \sin \left[ \nu \frac{x\pi}{\tau} + \frac{(1-\nu)\pi}{6} \right] \right\} = \\ &= \frac{9\sqrt{2}}{\pi^3 p} w_L I_{Lw} \left[ \sum_{\nu=-5, 7, -17, 19, \dots} \frac{1}{\nu^3} \left( \zeta_{L\nu} + \frac{\zeta_{L1}}{\zeta_{S1}} \zeta_{S\nu} \right) \sin \nu \frac{x\pi}{\tau} - \right. \\ &\quad \left. - \sum_{\nu=-11, 13, -23, 25, \dots} \frac{1}{\nu^3} \left( \zeta_{L\nu} - \frac{\zeta_{L1}}{\zeta_{S1}} \zeta_{S\nu} \right) \sin \nu \frac{x\pi}{\tau} \right]. \quad (341) \end{aligned}$$

Реактивные сопротивления чистого двоякосцепленного рассеяния мы получаем по ур. (244) и (245), т. IV, как

$$X_{So} = \sigma_{So} X_{Sh} \quad \text{и} \quad X_{Lo} = \sigma_{Lo} X_{Lh}. \quad (342a \text{ и } b)$$

Указанное там ур. (244b) для коэффициента рассеяния предполагает (см. вывод на стр. 84, т. II), что кривая возбужденного поля создается только одной обмоткой. В нашем случае, когда оно

возбуждается совместно статорной и роторной обмотками, мы должны вместо амплитуды  $V_v$  для  $v$ -ой гармонической в ур. (120а), т. II, подставлять соответствующую амплитуду по ур. (341), при которой мы получаем  $B_v = \Pi_0 V_v / \delta''$  и  $\Phi_v = 2/\pi \cdot \tau/v \cdot I_i B_v$ . Э. д. с., индуцированные в статорной и роторной обмотках от  $v$ -ой гармонической, будут:

$$E_{Sv} = \sqrt{2} \pi \xi_{Sv} \omega_s f_v \Phi_v \quad \text{и} \quad E_{Lv} = \sqrt{2} \pi \xi_{Lv} \omega_L f_v \Phi_v, \quad (343a \text{ и } b)$$

где  $f_v = f$  и обмоточные коэффициенты при  $q_S = q_L = \infty$  должны подставляться

$$\xi_{Sv} = \frac{3}{\pi} \frac{\varsigma_{Sv}}{v} \quad \text{и} \quad \xi_{Lv} = \frac{3}{\pi} \frac{\varsigma_{Lv}}{v}. \quad (344 \text{ а и б})$$

При этом мы получаем реактивные сопротивления  $v$ -ых гармонических  $X_{S0v} = E_{Sv} / I_{Sw}$  и  $X_{L0v} = E_{Lv} / I_{Lw}$ . Если мы просуммируем их по всем высшим гармоническим и отнесем эту сумму к главным реактивным сопротивлениям статорной и роторной обмоток ур. (69), т. II, при  $\xi_{Sv} \approx 3\varsigma_{Sv}/\pi v$  и  $\xi_{Lv} \approx 3\varsigma_{Lv}/\pi v$

$$X_{Sh1} = \frac{108 \Pi_0 I_i \tau f}{\pi^3 p \delta''} (\omega_s \varsigma_{S1})^2; \quad X_{Lh1} = \frac{108 \Pi_0 I_i \tau f}{\pi^3 p \delta''} (\omega_s \varsigma_{L1})^2, \quad (345a \text{ и } b)$$

то получим коэффициенты двоякосцепленного рассеяния ( $q_S = q_L = \infty$ ) как

$$\begin{aligned} \sigma_{S0} = & \sum_{v=-5, 7, -17, 19, \dots} \frac{1}{v^4} \left[ \frac{\varsigma_{Sv}}{\varsigma_{S1}} \frac{\varsigma_{Lv}}{\varsigma_{L1}} + \left( \frac{\varsigma_{Sv}}{\varsigma_{S1}} \right)^2 \right] - \\ & - \sum_{v=-11, 13, -23, 25, \dots} \frac{1}{v^4} \left[ \left( \frac{\varsigma_{Sv}}{\varsigma_{S1}} \frac{\varsigma_{Lv}}{\varsigma_{L1}} - \left( \frac{\varsigma_{Sv}}{\varsigma_{S1}} \right)^2 \right), \end{aligned} \quad (346a)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{L0} = & \sum_{v=-5, 7, -17, 19, \dots} \frac{1}{v^4} \left[ \left( \frac{\varsigma_{Lv}}{\varsigma_{L1}} \right)^2 + \frac{\varsigma_{Lv}}{\varsigma_{L1}} \frac{\varsigma_{Sv}}{\varsigma_{S1}} \right] - \\ & - \sum_{v=-11, 13, -23, 25, \dots} \frac{1}{v^4} \left[ \left( \frac{\varsigma_{Lv}}{\varsigma_{L1}} \right)^2 - \frac{\varsigma_{Lv}}{\varsigma_{L1}} \frac{\varsigma_{Sv}}{\varsigma_{S1}} \right]. \end{aligned} \quad (346b)$$

При  $\varsigma_{Lv} = \varsigma_{Sv} = \varsigma_v$  уравнения переходят в

$$\sigma_{S0} = \sigma_{L0} = \sum_{v=-5, 7, -17, 19, \dots} \frac{2}{v^4} \left( \frac{\varsigma_v}{\varsigma_1} \right)^2. \quad (346c)$$

Для диаметральных обмоток  $\varsigma_v = 1$ , и мы получаем:

$$\sigma_{S0} = \sigma_{L0} = \sum_{v=-5, 7, -17, \dots} \frac{2}{v^4} = 0,00408. \quad (346d)$$

**д. Вращающийся ротор.** Реактивные сопротивления рассеяния статорной обмотки машин со статорным питанием так же как и асинхронных машин не зависят от скорости вращения ротора. Однако, в то время как при вращающемся роторе у асинхронной ма-

шины реактивное сопротивление рассеяния ротора изменяется в отношении скольжения, у ротора шунтовой машины со статорным питанием это имеет место только для одной части этого реактивного сопротивления, другая часть, напротив, не зависит от скольжения. Не все линии рассеяния фаз обмотки ротора сцепляются друг с другом именно таким образом, чтобы образовывать вращающееся поле, как это имеет место для потока в воздушном зазоре. Напротив, часть линий рассеяния сцепляется только с отдельными проводниками или группой проводников каждой отдельной фазы, не воздействуя на остальные фазы. У асинхронной машины это не оказывает влияния на реактивное сопротивление рассеяния, поскольку все части обмотки ротора обтекаются токами частоты скольжения.

Надежное разделение этих двух частей рассеяния у пазового и лобового рассеяния расчетным путем невозможно, но может быть оценено с достаточной точностью на основе измерений. Обычно во внешней цепи ротора находится также еще значительное реактивное сопротивление трансформатора, не зависящее от частоты скольжения.

Особого внимания заслуживает двоякосцепленное рассеяние во II-ом основном положении щеток. При вращающемся роторе для статорной обмотки реактивное сопротивление двоякосцепленного рассеяния, как и остального рассеяния, остается неизменным и падения напряжения рассеяния имеют частоту сети. Также «на (неподвижных) щетках» роторной обмотки частота падения напряжения рассеяния равна частоте сети, но составляющие двоякосцепленного рассеяния изменяются со скоростью вращения ротора. Последние пропорциональны относительным скоростям между отдельными высшими гармоническими и ротором.

При неподвижном роторе по разд. 8а относительная скорость между  $\nu$ -й гармонической и ротором  $v_\nu = v_1/\nu$ , если мы вводим порядковые числа  $\nu$  отдельных гармонических кривой возбужденного поля, которые вращаются в сторону основной волны, положительными, а противоположно вращающихся волн отрицательными. При таком выборе знаков относительная скорость  $v_{\nu L}$  между  $\nu$ -й гармонической и ротором дается ур. (321а). Таким образом, реактивное сопротивление рассеяния каждой отдельной гармонической по сравнению с неподвижным состоянием возрастает в отношении

$$v_{\nu L}/v_\nu = 1 - (1 - s)\nu. \quad (347)$$

Пользуясь ур. (347) и (346b), мы получаем:

$$\sigma_{Lo} = \sum_{\nu = -5, 7, 17, \dots} \frac{1 - (1 - s)\nu}{\nu^4} \left[ \left( \frac{\epsilon_{L\nu}}{\epsilon_{L1}} \right)^2 + \frac{\epsilon_{L\nu}}{\epsilon_{L1}} \frac{\epsilon_{S\nu}}{\epsilon_{S1}} \right] - \\ - \sum_{\nu = -11, 13, -23, \dots} \frac{1 - (1 - s)\nu}{\nu^4} \left[ \left( \frac{\epsilon_{L\nu}}{\epsilon_{L1}} \right)^2 - \frac{\epsilon_{L\nu}}{\epsilon_{L1}} \frac{\epsilon_{S\nu}}{\epsilon_{S1}} \right]. \quad (347a)$$



При равенстве коэффициентов сокращения шага и диаметральной обмотке ( $\zeta_{L_v} = \zeta_{S_v} = 1$ ) будет:

$$\sigma_{L_o} = \sum_{v=-5, 7, -17, 19, \dots} 2 \left[ \frac{1}{v^4} (1 - v) + s \frac{1}{v^8} \right] =$$

$$= 0,01920 - 0,005004 + 0,0004284 - 0,0002772 + \dots +$$

$$+ [ - 0,016 + 0,005838 - 0,0004046 + 0,0002926 - \dots ] s \approx 0,0144 - 0,0103s. \quad (347b)$$

**е. Выводы.** Реактивные сопротивления статорной обмотки не зависят от скольжения ротора по отношению к вращающемуся полю. Пазовое, лобовое и реактивное сопротивления рассеяния через головки зубцов могут рассчитываться известным способом, например, по разд. G2 до 4, т. IV. Согласно разд. G3, т. IV, сначала получается полное приведенное к статорной обмотке реактивное сопротивление рассеяния лобовых частей  $X'_{S\sigma_S} + X'_{L\sigma_S}$ , которое по указаниям в том же разделе может разделяться на статорную и роторную обмотки. Для того случая, когда щетки находятся в положении наименьшего реактивного сопротивления рассеяния (I-ое основное положение), мы получаем реактивное сопротивление рассеяния статорной обмотки, как

$$X_{S\sigma} = X_{S\sigma_N} + X_{S\sigma_S} + X_{S\sigma_K}. \quad (348)$$

К этому реактивному сопротивлению рассеяния при других положениях щеток добавляется еще реактивное сопротивление двоякосцепленного рассеяния при  $q = \infty$ , которое по ур. (346a) при характере изменения реактивного сопротивления по фиг. 236, получается:

$$X_{S_o} = \frac{1}{2} \left[ 1 + \sin \left( 6\alpha - \frac{\pi}{2} \right) \right] \sigma_{S_o} X_{S_h}. \quad (349)$$

Главное реактивное сопротивление  $X_{S_h}$  следует рассчитывать по ур. (244a), т. IV. Если статор и ротор имеют диаметральную обмотку, то  $\sigma_{S_o} = 0,00408$ .

Для неподвижного ротора мы рассчитываем пазовое, лобовое и реактивное сопротивления рассеяния через головки зубцов при покое, как для статорной обмотки. Для практических расчетов уравнения для реактивного сопротивления пазовой части указаны в разд. а. Сумму этих реактивных сопротивлений

$$X_{L\sigma_{S-1}} = X_{L\sigma_N} + X_{L\sigma_S} + X_{L\sigma_K} \quad (350)$$

при вращающемся роторе мы раскладываем на часть  $X_{L\sigma_o}$ , не зависящую от скольжения, и часть  $X_{L\sigma_v}$ , пропорциональную скольжению, и получаем для реактивного сопротивления рассеяния при вращающемся роторе, если щетки находятся в I-ом основном положении,

$$X_{L\sigma} = X_{L\sigma_o} + s X_{L\sigma_v}. \quad (351)$$

При этом мы можем приближенно положить

$$X_{L\sigma_0} \approx 0,15 X_{L\sigma_v}. \quad (351a)$$

В других положениях щеток добавляется еще реактивное сопротивление двоякосоупругенного рассеяния, для которого по ур. (349) можно записать:

$$X_{Lo} = \frac{1}{2} \left[ 1 + \sin \left( 6\alpha - \frac{\pi}{2} \right) \right] \sigma_{Lo} X_{Lh}, \quad (351b)$$

где  $\sigma_{Lo}$  дается ур. (347a), а для диаметральной обмотки ур. (347b).

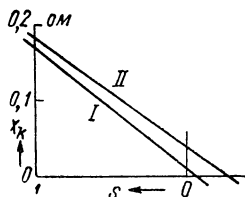
Разделение реактивных сопротивлений для I-го и II-го основных положений щеток проверялось по данным измеренных реактивных сопротивлений в разд. НЗ при питании ротора и короткозамкнутой статорной обмотке. На фиг. 238 эти реактивные сопротивления представлены в зависимости от скольжения. Для I-го и II-го основных положений мы получаем:

$$X_{kI} = (0,011 + 0,160 \cdot s) \text{ ом} \quad (352a)$$

и

$$X_{kII} = (0,039 + 0,143 \cdot s) \text{ ом}. \quad (352b)$$

Во II-ом основном положении к реактивным сопротивлениям в I-ом основном положении добавляются еще реактивные сопротивления высших гармонических. В нижней части характеристики холостого хода (см. фиг. 293, б)  $X_{Sh} = 6,02 \text{ ом}$ ,  $X_{Lh} = X'_{Sh} = \dot{u}^2 X_{Sh} = 2,28 \text{ ом}$ ;  $1 + \sigma_s = 1,04$ ,  $\sigma_{S0} = 0,00408$  [ур. (346d)]. При этом будет [см. ур. (492c)]  $X'_{S0}/(1 + \sigma_s) = \sigma_{S0} X'_{Sh}/(1 + \sigma_s) = 0,0089 \text{ ом}$ . Если бы обмотка ротора была чисто диаметральной обмоткой, то по ур. (351b) при учете ур. (347b), ( $\alpha = \pi/6$ ) получилось бы  $X_{Lo} = \sigma_{Lo} X_{Lh} = (0,0328 - 0,0235 \cdot s) \text{ ом}$ . Тогда во II-ом основном положении было бы  $X_{kII} = X_{kI} + X_{Lo} + s X'_{S0}/(1 + \sigma_s) = (0,0438 + 0,145 \cdot s) \text{ ом}$ , т. е.  $X_{k0}$  несколько больше, тогда как  $X_{kv}$  с измеренным значением [см. ур. (352b)] практически совпадает. Результат получается удовлетворительный, если учесть, что экспериментальное разделение  $X_k$  на  $X_{k0}$  и  $X_{kv}$  не является очень точным (разд. НЗ) и что ширина секции обмотки ротора в действительности несколько отличается от полюсного деления.



Фиг. 238. Реактивные сопротивления короткого замыкания.

## 11. Соотношения между $E_D$ и $\mathcal{E}_{R_1}$

У многофазных машин, так же как и у однофазных машин (разд. 1А2d), мы можем так преобразовать отношение между э. д. с., индуцированной вращающимся полем в обмотке ротора, и э. д. с.  $\mathcal{E}_{R_1}$ , индуцированной в одной короткозамкнутой секции ротора, чтобы оно определялось только частотой  $f$  тока сети, окружной скоростью коллектора  $v_K$  и коллекторным делением  $t_K$ .

Э. д. с. обмотки ротора зависит от расположения щеток на коллекторе и для различных включений щеток указана в разд. 6 приведенной к э. д. с.  $E_D$  роторной обмотки при диаметральной положении щеток. Здесь также желательно ввести эту э. д. с.  $E_D$ , из которой непосредственно получается по уравнениям разд. 6

э. д. с. ротора  $E$  при различных включениях щеток. Согласно ур. (306)

$$E_D = z \frac{p}{a} s n_1 \frac{\zeta \Phi_1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{z}{a} s f \zeta \Phi_1. \quad (353a)$$

Э. д. с.  $\mathcal{E}_{R_1}$ , которая индуцируется тем же потоком  $\Phi_1$  в части обмотки между смежными коллекторными пластинами [ур. (310)]

$$\mathcal{E}_{R_1} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{z}{k} \frac{p}{a} s f \zeta \Phi_1. \quad (353b)$$

Если мы образуем отношение этих двух э. д. с. и примем во внимание соотношение  $v_{K_1} = k t_K n_1$  между окружной скоростью коллектора  $v_{K_1}$  при синхронной скорости вращения  $n_1$ , числом пластин  $k$  коллектора и коллекторным делением  $t_K$ , то получим:

$$\frac{E_D}{\mathcal{E}_{R_1}} = \frac{k}{\pi p} = \frac{1}{\pi f} \frac{v_{K_1}}{t_K} \quad (354a)$$

или, если мы введем окружную скорость  $v_{K_{\max}}$  при наибольшей практически встречающейся скорости вращения  $n_{\max}$

$$\frac{E_D}{\mathcal{E}_{R_1}} = \frac{1}{\pi f} \frac{v_{K_{\max}}}{t_K} \frac{n_1}{n_{\max}}. \quad (354b)$$

Если за наибольшую окружную скорость мы примем  $v_{K_{\max}} = 2500 \text{ см/сек}$ , а за наименьшее технически выполнимое коллекторное деление  $0,4 \text{ см}$ , причем ширина щеток должна составлять тогда около  $0,8 \text{ см}$ , то получим по ур. (354b) при  $f = 50 \text{ гц}$

$$E_D = 39,8 \frac{n_1}{n_{\max}} \cdot \mathcal{E}_{R_1}. \quad (354c)$$

Индуцированная в роторной обмотке э. д. с., равная при шести-щеточном включении и диаметральной обмотке  $E_D$ , должна быть всегда возможно большей, чтобы получить меньший коллектор, который у коллекторных машин переменного тока в значительной степени определяет стоимость двигателя. Наибольшее возникающее при работе значение  $\mathcal{E}_{R_1}$  ограничивается, при учете искрения под щетками, и может составлять по опытным данным самое большее 2,5 до 3 в между смежными коллекторными пластинами, если щетки перекрывают не более чем две коллекторные пластины. Так как у машин со статорным питанием  $\mathcal{E}_{R_1}$  зависит от скольжения, у этих машин наибольшее значение  $\mathcal{E}_{R_1}$  имеет место при наибольшем практически встречающемся значении скольжения. При регулировании путем изменения роторного напряжения до нуля оно возникает, таким образом, при неподвижном состоянии ( $s = 1$ ), если наибольшая скорость вращения меньше двойной синхронной скорости. Так как  $n_1/n_{\max}$  для заданного режима установлено, а частота сети  $f$ , обычно равная  $50 \text{ гц}$ , также задана,  $E_D/\mathcal{E}_{R_1}$  может быть выбрано возможно большим только посредством отношения  $v_{K_{\max}}/t_K$ .

## 12. Вращающий момент

В основу наших рассмотрений мы положим машину, у которой имеются только статорная обмотка (индекс  $S$ ) и коллекторная обмотка (индекс  $L$ ) (шунтовые машины со статорным питанием, т. е. с первичной обмоткой на статоре, и последовательные машины). У шунтовой машины с роторным питанием вторичная обмотка находится на статоре, а первичная обмотка на роторе, на котором располагается также коллекторная обмотка, не оказывающая, однако, влияния на развиваемый в машине вращающий момент. Вращающий момент можно тогда рассчитывать, как для асинхронной машины, и выведенные здесь уравнения справедливы также для шунтовой машины с роторным питанием, если поменять местами индексы  $S$  и  $L$ .

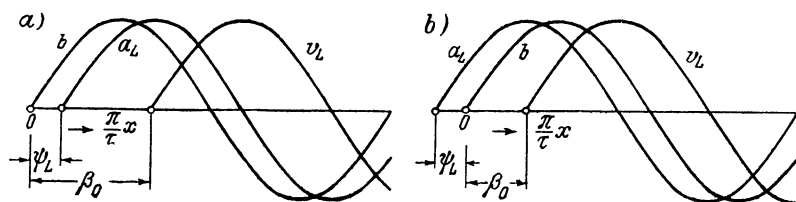
**а. Вызванный токами через щетки.** Основная часть развиваемого в коллекторной машине вращающего момента при номинальном режиме вызывается токами, которые подводятся к роторной обмотке через щетки.

Кроме основной волны вращающегося поля, в машине возникают еще высшие гармонические. Одна часть этих высших гармонических вызвана тем, что линейная нагрузка не может распределяться синусоидально по окружности якоря, поскольку токоведущие проводники должны располагаться в пазах. На стр. 164 и 165, т. IV, мы показали, что катушечная обмотка, находящаяся во вращающемся магнитном поле, не оказывает заметного воздействия на высшие гармонические и поэтому не может также развивать с этими высшими гармоническими никакого практически имеющего значение вращающего момента. То же самое справедливо и для коллекторной машины, если токи роторной обмотки индуцируются вращающимся полем, как, например, в случае, если обмотка ротора замкнута накоротко через щетки.

Однако и в том случае, когда токи подводятся к ротору извне через щетки, как это, например, имеет место у последовательной машины, высшие гармонические с токами в роторе не могут развивать никакого практически имеющего значения вращающего момента, поскольку ширина секции велика по сравнению с полюсным делением высших гармонических. Другая часть высших гармонических вызывается явлением насыщения в железе (разд. 6а). На стр. 193, т. IV, мы показали, что вызванный ими вращающий момент у асинхронной машины также пренебрежимо мал. Это имеет место и у коллекторной машины. Существенное значение имеет только 3-я гармоническая; однако в линейной нагрузке трехфазной роторной обмотки, которая питается синусоидальными токами, согласно разд. IID4, т. I, 3-я гармоническая не проявляется.

Мы можем поэтому влияние высших гармонических кривой поля на вращающий момент не принимать во внимание. В последующем, чтобы избежать рассмотрения трудной задачи простран-

ственного распределения механических сил при зубчатом якоре, мы будем предполагать якорь гладким. Вращающий момент возникает тогда благодаря взаимодействию линейной нагрузки на окружности якоря с результирующим вращающимся полем в воздушном зазоре. В установившемся режиме (результирующая) индукция вращающегося поля по окружности ротора и линейная нагрузка, а также их взаимное положение по окружности ротора неизменны, так что и вращающий момент не зависит от времени.



Фиг. 239. Волны индукции  $b$ , а также линейной нагрузки  $a_L$  и кривой возбужденного поля  $v_L$  ротора.

Если мы обозначим через  $b$  индукцию и через  $a_L$  линейную нагрузку ротора как функции окружности статора или ротора, то получим развиваемый в роторе вращающий момент как

$$M = \frac{p l_i D}{2} \int_0^{2\pi} b a_L dx, \quad (355)$$

если  $l_i$  есть расчетная длина якоря,  $D$  — диаметр ротора и  $p$  — число пар полюсов. Если мы запишем (см. фиг. 239,  $a$  и  $b$ ) для результирующей основной волны индукции в воздушном зазоре и для линейной нагрузки по окружности ротора

$$b = B_1 \sin \frac{\pi}{\tau} x \quad \text{и} \quad a_L = \frac{\pi}{\tau} \frac{\Theta_L}{2} \sin \left( \frac{\pi}{\tau} x \mp \psi_L \right), \quad (355 \text{ а и б})$$

где  $\Theta_L$  — результирующий полный ток роторной обмотки на пару полюсов, заменим  $b$  и  $a_L$  в ур. (355) и произведем интегрирование, то получим:

$$M = \frac{\tau p^3 l_i}{2} B_1 \Theta_L \cos \psi_L. \quad (356)$$

$\psi_L$  есть пространственный угол, на который волна линейной нагрузки сдвинута относительно волны индукции  $b$  по окружности якоря; он равен временному фазовому углу между э. д. с., индуцированной в обмотке ротора при неподвижном состоянии, и током ротора.

Согласно разд. IID1, т. I, кривая возбужденного поля равна интегралу линейной нагрузки, причем постоянную интегрирования нужно определять таким образом, чтобы интеграл кривой возбужденного поля по двойному полюсному делению был равен нулю.

Таким образом мы получаем, если обозначим через  $\beta_0$  пространственный фазовый угол между волной индукции  $b$  и кривой возбужденного поля,

$$v_L = -\Theta_L/2 \cdot \cos(\pi x/\tau \mp \psi_L)$$

ротора (см. фиг. 239,  $a$  и  $b$ )

$$\beta_0 = \pi/2 \pm \psi_L \quad \text{и} \quad \sin \beta_0 = \cos \psi_L. \quad (357a \text{ и } b)$$

Если мы заменим в ур. (356) амплитуду индукции  $B_1$  через результирующий поток  $\Phi_1$ , то с учетом ур. (357b) получим:

$$M = \frac{\pi p^2}{4} \Phi_1 \Theta_L' \sin \beta_0. \quad (357)$$

Если мы заменим в ур. (357) полный ток ротора  $\Theta_L$  через ток ротора  $I_L$  по ур. (302) (с индексами  $L$ ) и потоком  $\Phi_1$  через э. д. с., индуцируемую им в неподвижной статорной обмотке [ур. 369b] и обратим внимание на отношение  $2\pi f = \omega = p\Omega_1$  между частотой сети  $f$  и угловой скоростью  $\Omega_1$  вращающегося поля, то будет:

$$M = \frac{pm_L}{\omega} \frac{\xi_L \omega_L}{\xi_S \omega_S} E_S I_L \cos \psi_L. \quad (358a)$$

Если мы введем еще в общем случае, когда  $m_L \neq m_S$ , коэффициент трансформации

$$\ddot{u} = \frac{m_L}{m_S} \frac{\xi_L \omega_L}{\xi_S \omega_S} = \frac{m_L}{m_S} \frac{E_{L_0}}{E_S}, \quad (358b)$$

где  $E_{L_0}$  — э. д. с., индуцируемая в роторе вращающимся полем, при неподвижном роторе, то получим:

$$M = \frac{pm_L}{\omega} E_{L_0} I_L \cos \psi_L = \frac{pm_S}{\omega} E_S I_L' \cos \psi_L = \frac{pm_S}{\omega} E_S I_L' \omega, \quad (358)$$

где  $I_L' = \ddot{u} I_L$  — ток ротора, приведенный к статорной обмотке и  $I_L' \cos \psi_L = I_L' \omega$  — активная составляющая приведенного тока ротора  $I_L'$ , совпадающая по фазе с  $\dot{E}_S$ .

К такому же результату мы можем прийти также согласно закону энергии (см. разд. IIЕ1, т. I), деля внутреннюю мощность ротора  $m_L s E_{L_0} I_L \cos \psi_L$  на угловую скорость между ротором и вращающимся полем. Тогда мы получим вращающий момент как

$$M = \frac{pm_L s E_{L_0} \cos \psi_L}{s \omega} = \frac{pm_S}{\omega} E_S \ddot{u} I_L \cos \psi_L = \frac{pm_S}{\omega} E_S I_L' \omega \quad (359)$$

в соответствии с ур. (358).

**в. Вызванный токами короткого замыкания.** Кроме вращающего момента, который развивают токи, подводимые к роторной обмотке через щетки, токи в секциях ротора, перекрытых щетками, с вращающимся потоком, создают также некоторый (добавочный) вращающий момент, которым при больших отклонениях скорости вращения от синхронной пренебрегать нельзя.

Для этого вращающего момента в соответствии с ур. (358) мы можем записать:

$$M_k = \frac{p E_{k0} \sum (I_k \cos \psi_k)}{\omega}. \quad (360a)$$

Здесь  $E_{k0}$  есть э. д. с., индуцируемая при  $s = 1$  и  $I_k$  ток ( $\psi_k$  фазовый угол между  $E_{k0}$  и  $I_k$ ) в каждом из короткозамкнутых витков, а суммирование нужно производить по всем короткозамкнутым виткам. Расчет этих токов возможен только с большой неточностью. С другой стороны, мы можем измерить (см. разд. H4) ток, приведенный к обмотке статора:

$$I'_k = \ddot{y}_k \frac{\sum I_k}{m_S} \quad \text{при} \quad \ddot{y}_k = \frac{\xi_{Lk}}{\xi_S w_S}, \quad (360b \text{ и } c)$$

где  $\xi_{Lk}$  есть обмоточный коэффициент секций ротора, перекрытых щетками. Если каждый отдельный виток перекрывается щетками,  $\xi_{Lk} = \zeta_L = \sin(W/\tau \cdot \pi/2)$ . При вращении  $\cos \psi_k = 1$  (см. разд. I A7b). При этом ур. (360a) преобразуется в

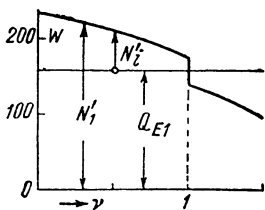
$$M_k = \frac{p m_S}{\omega} E_S I'_k. \quad (360)$$

$M_k$ , по существу, зависит от э. д. с.  $\mathcal{E}_{R1}$ , которая индуцируется между смежными коллекторными пластинами вращающимся полем, от отношения ширины щетки к коллекторному делению, нажатия на щетки, полной контактной поверхности щеток и типа щеток. При нижесинхронной скорости вращения он положительный, а при вышесинхронной — отрицательный. Так как расчет  $I_k$  очень ненадежен, следует ограничиться измерением  $I'_k$  или еще лучше непосредственно  $M_k$ , которые мы рассмотрим в разд. H4.

У машин с роторным питанием (разд. D)  $M_k = 0$ , так как коллекторная обмотка расположена на той же части, что и первичная обмотка.

**с. Вызванный ток потерь  $I_{v2}$ .** Кроме составляющих вращающего момента, вызванных токами  $I'_L$  и  $I'_k$ , как и у асинхронной машины, возникает еще некоторый (добавочный) вращающий момент, который мы можем обнаружить при отсутствии тока в роторе. Эти процессы были нами подробно рассмотрены для асинхронной машины (см. B6a, т. IV), а также в разд. I A9a. Здесь желательнее только на основе фиг. 240 показать расчет этого вращающего момента, которым обычно, вследствие его малости, пренебрегается.

Фиг. 240. К расчету вращающего момента  $M_{v2}$ .



Если мы вычтем из мощности, потребляемой статором из сети при поднятых щетках, потери в меди в статорной обмотке, то получим сумму потерь в железе статора  $Q_{E1}$  и мощности, переданной на ротор

$N'_i$ . Построенная в зависимости от скорости вращения кривая  $N'_i = Q_{E_1} + N'_i$  показывает при синхронной скорости вращения некоторый скачок, так называемый гистерезисный скачок, который соответствует удвоенным потерям на гистерезис в роторе при неподвижном состоянии. Если мы проведем через среднее значение ординат при синхронной скорости линию, параллельную оси абсцисс, то последняя представит собой практически постоянные потери в железе статора  $Q_{E_1}$ , тогда как остаток даст мощность  $N'_i$ , передаваемую со статора на ротор при отсутствии тока в роторе.  $I_{v_2} = N'_i / m_S E_S$  есть ток, который, будучи умножен на  $m_S E_S$ , дает мощность, переданную со статора на ротор. От этого тока мы получаем вращающий момент

$$M_{v_2} = \frac{p m_S}{\omega} E_S I_{v_2} = \frac{p}{\omega} N'_i. \quad (361)$$

$M_{v_2}$ , как и  $M_k$ , при нижесинхронной скорости вращения положителен, а при вышесинхронной отрицателен.

Наконец для полного развиваемого в машине вращающего момента мы можем также записать:

$$M_i = \frac{p m_S}{\omega} E_S (I'_{Lw} + I'_k + I_{v_2}) \quad (362a)$$

или

$$M_i = \frac{p m_S}{9,8 \omega} E_S (I'_{Lw} + I'_k + I_{v_2}) \text{ кгм}, \quad (362b)$$

если в последнее уравнение подставляются  $\omega = 2\pi f$  в  $гц$ ,  $E_S$  в  $в$  и токи в  $а$ . У машин с роторным питанием нужно подставлять  $I'_k = 0$ .

## В. ТРЕХФАЗНЫЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

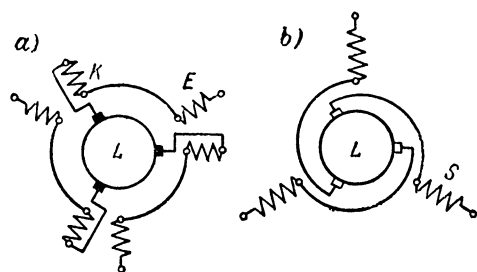
### 1. Схемы

Принципиально трехфазный последовательный двигатель можно было бы включить таким образом, как это, по существу, вытекает из однофазного двигателя (фиг. 29, *a*), т. е. с компенсационной обмоткой  $K$  на статоре для уничтожения поля ротора и специальной обмоткой возбуждения  $E$ , как это представлено для трехщеточного включения на фиг. 241, *a*. Такое выполнение имело бы то преимущество, что при этом высшие гармонические кривой поля, вызванные нагрузочными токами, компенсируются (см. разд. А8b и В8b). Можно, однако, также объединить обмотку возбуждения и компенсационную обмотку в одну обмотку  $S$  подобно тому, как мы это видели у репульсионного двигателя, и получить при этом обычное в настоящее время расположение обмоток по фиг. 241, *b*.

Скорость вращения можно регулировать, как и у однофазного последовательного двигателя, изменением подводимого к двигателю напряжения, например, с помощью ступенчатого трансфор-



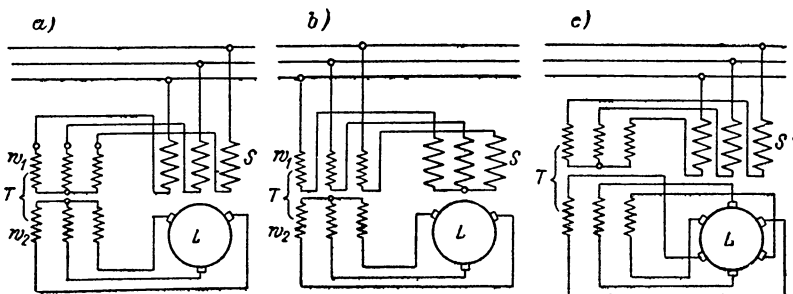
мотора. Однако необходимые для этого регулировочные устройства значительно удорожают установку, так что этот способ регулирования не нашел практического применения. Подобно тому, как это происходит у репульсионного двигателя, скорость вращения при постоянном напряжении может регулироваться по-



Фиг. 241. Последовательный двигатель:  
а) со специальной обмоткой возбуждения;  
б) без нее.

средством перемещения щеток. В этом случае вообще двигатель нужно включать к сети также через трансформатор с постоянным коэффициентом трансформации, так как напряжение на роторе, на которое приходится выполнять двигатель с учетом уничтожения искрения при обычной частоте сети 50 гц, значительно меньше напряжения сети (см. разд. А11).

Обычно предпочитают поэтому схему с так называемым промежуточным трансформатором, при которой трансформатор включен между статорной обмоткой  $S$  и роторной обмоткой  $L$ , как это представлено для трехщеточного включения на фиг. 242, а или на равноценной схеме фиг. 242, б, у которой последовательность включения статорной обмотки и первичной обмотки трансформатора обратна представленной на фиг. 242, а.



Фиг. 242. Схемы с промежуточным трансформатором; регулирование путем сдвига всех щеток.

При шестищеточном включении с диаметрными щетками, если для регулирования скорости вращения щетки сдвигаются все вместе, вторичная обмотка промежуточного трансформатора могла бы включаться также связанной звездой, но для уничтожения явлений самовозбуждения (см. разд. Г) она выполняется в этом случае обычно несвязанной, как это представлено на фиг. 242, в.

При двенадцатищеточном включении (разд. 2f) щеточные аппараты одной фазы должны включаться к отдельным обмоткам

промежуточного трансформатора. Преимущества двенадцатищетоного включения мы рассмотрели в разд. А2f и 7by.

Недостатком является малое расстояние между щетками по окружности коллектора. Если промежуточный трансформатор в схемах по фиг. 242, а до с выполнить в виде индукционного регулятора, то можно регулировать скорость вращения также при неподвижных щетках путем поворота индукционного регулятора [Л. 233].

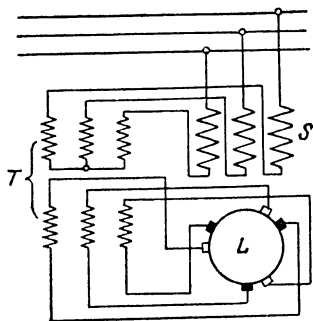
Если при шестищетоном включении щетки, принадлежащие одному «щетоному комплекту» для регулирования скорости, сдвигаются друг относительно друга (см. разд. А2е), вторичные обмотки трансформатора соединяются со щетками ротора точно также не будучи связанными, как это показано на фиг. 243. Одно из двух щетоных устройств (черные щетки на фиг. 243) остается в положении оси статорной обмотки, тогда как другое (белые щетки) для регулирования сдвигается.

В то время как при регулировании посредством сдвига всех щеток на угол  $\alpha$  на этот же угол сдвигается также и магнитная ось ротора, при одном неподвижном щетоном устройстве, чтобы получить сдвиг магнитной оси ротора на угол  $\alpha$ , другое щетоное устройство должно сдвигаться на угол  $2\alpha$ .

На этом основании мы и обозначили в разд. А2е угол сдвига щеток при шестищетоном включении через  $2\alpha$ ; таким образом,  $\alpha$  во всех случаях означает угол сдвига оси обмотки ротора (см. фиг. 214, а и б).

Промежуточный трансформатор применяется не на полную мощность двигателя, а должен быть рассчитан только на мощность ротора, которая, правда, со скоростью вращения колеблется в достаточно широких пределах. Благодаря отводам на промежуточном трансформаторе имеется также возможность менять коэффициент трансформации между ротором и статором. Кроме того, при достаточно сильном магнитном насыщении в трансформаторе ограничивается верхний предел скорости вращения двигателя, которая в противном случае, при пренебрежении влиянием токов короткого замыкания под щетками при совершенно холостом ходе, была бы бесконечно большой (как и у последовательных двигателей постоянного и однофазного тока).

При наших рассмотрениях в разд. 2 до 6 мы предполагаем, что регулирование скорости вращения посредством сдвига всех щеток производится в схеме с промежуточным трансформатором (фиг. 242, а до с), а также пренебрегаем влиянием токов в секциях ротора, перекрытых



Фиг. 243. Регулирование с неподвижными и подвижными щетками.

щетки, и сравнительно малого намагничивающего тока трансформатора. Влияние этого тока, если он сознательно выбирается большим, мы будем специально исследовать в разд. 5с. Активные и реактивные сопротивления рассеяния трансформатора мы можем учитывать, прибавляя их к полным активным и реактивным сопротивлениям двигателя.

Обмотку ротора мы представляем себе замененной обмоткой, указанной в разд. А4, которая при трехщеточном включении соединена звездой, а при шестищеточном включении является несвязанной и только через первичную обмотку трансформатора соединяется в звезду и последовательно со статорной обмоткой (фиг. 242, а до с).

## 2. Полный ток и вращающий момент

### а. Коэффициент трансформации и диаграмма полных токов.

Амплитуды полных токов статора и ротора мы будем складывать в результирующий полный ток. При этом мы можем сперва образовать результирующие всех фаз статора и ротора, а затем оба эти результирующие отдельные полные токи объединить в общий результирующий полный ток. Если для роторной обмотки мы введем число витков  $w_L$  эквивалентной обмотки с ее обмоточным коэффициентом  $\xi_L$  (разд. А4), которая имеет то же число фаз, что и статорная обмотка ( $m_L = m_S$ ), то получим для результирующих амплитуд основных гармонических полных токов фаз статора и ротора

$$\Theta_S = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} \frac{m_S \xi_S w_S}{p} I_S \quad \text{и} \quad \Theta_L = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} \frac{m_S \xi_L w_L}{p} I_L. \quad (363a \text{ и } b)$$

Если мы обозначим через  $w_1$  число витков первичной (с которой статорная обмотка соединена последовательно) и через  $w_2$  число витков вторичной обмоток трансформатора, то при пренебрежении намагничивающим током в промежуточном трансформаторе мы получим для коэффициента трансформации полных токов между ротором и статором

$$\ddot{u} = \frac{\Theta_L}{\Theta_S} = \frac{\xi_L w_L}{\xi_S w_S} \frac{I_L}{I_S} = \frac{\xi_L w_L w_1}{\xi_S w_S w_2}. \quad (363)$$

Этот коэффициент трансформации равен произведению из коэффициента трансформации машины  $\ddot{u}_M$  и коэффициента трансформации трансформатора  $\ddot{u}_T$ :

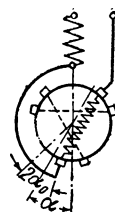
$$\ddot{u}_M = \xi_L w_L / \xi_S w_S; \quad \ddot{u}_T = w_1 / w_2; \quad \ddot{u} = \ddot{u}_M \ddot{u}_T. \quad (363c \text{ до } e)$$

Индуктированная в неподвижной обмотке ротора э. д. с.  $E_{L_0}$  и ток ротора  $I_L$ , а также их величины, приведенные к цепи статора,  $E'_{L_0}$  и  $I'_L$  будут:

$$E_{L_0} = \ddot{u}_M E_S, \quad I_L = \ddot{u}_T I_S; \quad E'_{L_0} = \ddot{u}_T E_{L_0} = \ddot{u} E_S; \quad I'_L = I_S. \quad (364a \text{ до } d)$$

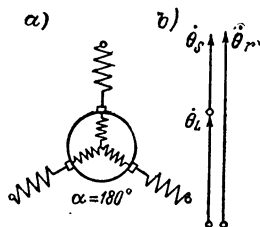
Для исследования рабочих свойств машины мы можем положить в основу простое последовательное соединение статорной и эквивалентной роторной обмоток на фиг. 246, а, т. е. представить себе коэффициент трансформации машины равным  $\dot{u}$ , а трансформатора  $\dot{u}_T = 1$ . При этом условии по ур. (364с) на фиг. 250 до 254 будет  $E_{L_0} = E_{L_0}$ . Для действительно существующего коэффициента трансформации  $\dot{u}_M$  коэффициент трансформации промежуточного трансформатора должен быть выбран  $\dot{u}_T = \dot{u}/\dot{u}_M$ , и э. д. с., индуцированная в действительной обмотке ротора, будет  $1/\dot{u}_T$ , а действующий ток через щетки в  $\dot{u}_T$  больше, чем в схеме на фиг. 246, а.

Схема на фиг. 246, а включает все щеточные включения, если для регулирования вращения щетки все вместе смещаются на угол  $\alpha$ , изменяемый при регулировании. Сюда также включается и хордовое расположение щеток (фиг. 244) при шести- и двенадцатищеточном включении;  $2\alpha_0$  на фиг. 244 есть постоянный угол, на который щетки сдвинуты из диаметрального положения, тогда как  $\alpha$  есть угол, который составляет ось обмотки ротора с осью статора и соответствует щеточному углу  $\alpha$  на фиг. 246, а. Для расчета обмоточного коэффициента  $\xi_L$  эквивалентной обмотки ротора нужно тогда в ур. (296b) подставлять  $\alpha_0$  вместо  $\alpha$ .

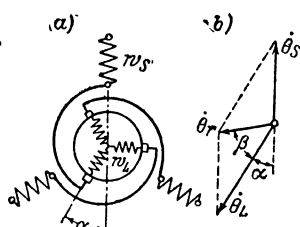


Фиг. 244. Хордовые щетки при шестищеточном включении.

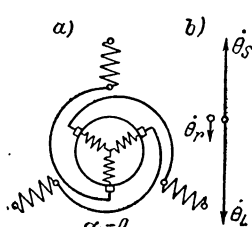
Фиг. 246, а показывает рабочее положение щеток. Кроме этого рабочего положения, мы можем выделить еще положение холостого хода (фиг. 245, а), при котором (в двухполюсной схеме)  $\alpha = 180^\circ$  и, следовательно, магнитные оси обмоток совпадают, и положение короткого замыкания на фиг. 247, а, при котором  $\alpha = 0$ , и магнитные оси обеих обмоток направлены друг другу встречно.



Фиг. 245. Положение холостого хода.



Фиг. 246. Рабочее положение.



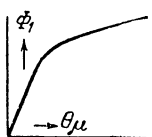
Фиг. 247. Положение короткого замыкания.

а) положение щеток; б) диаграмма полных токов.

Так как обмотки статора и ротора обтекаются одним и тем же током, т. е. токами одной фазы, результирующий полный ток получается как геометрическая сумма полных токов статора и ротора. На векторных диаграммах многофазных машин мы представляем всегда только величины одной пары фаз. При изображении полных токов мы ограничимся поэтому также одной парой

фаз, причем нужно только принять во внимание, что результирующий полный ток всех фаз каждой обмотки равен  $m/2 = 1,5$  такового одной фазы, т. е. дается ур. (363a) и соответственно (363b).

Фиг. 245, *b* до 247, *b* показывают пространственное сложение; оно не зависит от направления вращения в машине вращающегося поля, которое может изменяться путем переключения двух проводов, идущих от сети к статорной обмотке. В рабочем положении полные токи сдвинуты друг относительно друга на угол  $180^\circ - \alpha$ ; их геометрическая сумма дает результирующий полный ток  $\Theta_r$  (на пару полюсов). В положениях холостого хода и короткого замыкания амплитуды полных токов складываются алгебраически. Диаграммы на фиг. 245, *b* до 247, *b* изображены для тех же самых токов. При одном и том же напряжении на зажимах в положении короткого замыкания ток, конечно, во много раз больше тока в положении холостого хода. Угол сдвига щеток  $\alpha$  мы отсчитываем от положения короткого замыкания, поскольку этот угол при работе сравнительно мал (около  $30^\circ$  при номинальном режиме).



Фиг. 248. Магнитная характеристика.

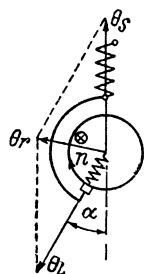
Применив теорему косинуса, мы получаем по фиг. 246, *b*, с учетом  $\Theta_L = \ddot{u}\Theta_s$ ,

$$\Theta_r = \Theta_s \sqrt{1 + \ddot{u}^2 - 2\ddot{u} \cos \alpha}. \quad (365)$$

Этот результирующий полный ток при пренебрежении потерями в железе и реакцией токов в перекрытых щетками секциях ротора равен намагничивающему полному току  $\Theta_\mu$ , который возбуждает вращающееся поле в воздушном зазоре. Обычно  $\dot{\Theta}_\mu \approx \dot{\Theta}_r$ , как это мы, как правило, предполагаем. По магнитной характеристике, которая представляет собой основную гармоническую  $\Phi_1$  вращающегося потока как функцию полного тока намагничивания  $\Theta_\mu$  на пару полюсов (фиг. 248), мы можем найти поток  $\Phi_1$ , соответствующий полному току на каждую пару полюсов  $\Theta_\mu$ .

#### б. Направление вращения и вращающий момент.

Направление вращения двигателя определяется либо по правилу левой руки (стр. 39, т. I), либо по правилу, указанному в разд. I A3d, согласно которому магнитная ось роторной обмотки стремится кратчайшим путем установиться по оси потока  $\Phi_1$  или результирующего полного тока  $\Theta_\mu \approx \Theta_r$  на пространственной диаграмме. При положении щеток, изображенном на фиг. 249, мы получаем направление вращения по часовой стрелке (стрелка  $n$ ); при противоположном сдвиге щеток из положения короткого замыкания получилось бы противоположное направление вращения. Таким образом, двигатель приходит во вращение, причем независимо от направления вращения вращающегося потока в двигателе, в том направлении, в котором щетки сдвигаются из положения короткого замыкания. Но положение корот-



Фиг. 249. Определение направления вращения.

кого замыкания не выбирается в качестве пускового положения щеток, так как при этом потребляемый ток был бы наибольшим. Пусковым положением является положение холостого хода. Если щетки сдвигаются из этого положения, двигатель приходит во вращение, таким образом, против сдвига щеток (как у репульсионного двигателя).

Вращающий момент был выведен нами в разд. 12а [ур. (357)] как

$$M = \frac{\pi p^2}{4} \Phi_1 \Theta_L \sin \beta_0, \quad (366)$$

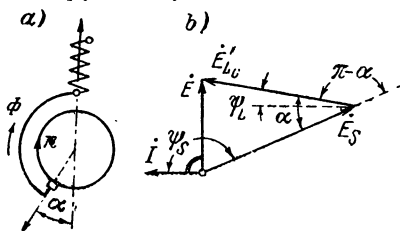
где  $\beta_0$  есть фазовый угол между полным током намагничивания  $\dot{\Theta}_\mu$ , который возбуждает вращающий поток  $\dot{\Phi}_1$ , и амплитудой полного тока  $\dot{\Theta}_L$ . Если мы пренебрегаем потерями в железе и реакцией короткозамкнутых щетками секций ротора, то вращающий момент, при прочих равных условиях, принимает свое наибольшее значение, если  $\beta \approx \beta_0 = \pi/2$ . Согласно фиг. 246, *b* это имеет место для

$$\ddot{u} = \Theta_L / \Theta_S = \cos \alpha. \quad (367)$$

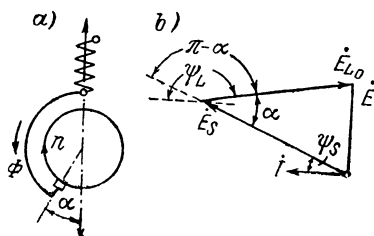
В положениях холостого хода и короткого замыкания, при пренебрежении потерями в железе и реакцией короткозамкнутых щетками секций ротора, вращающий момент равен нулю, так как  $\beta \approx \beta_0$  равно  $180^\circ$  или нулю, т. е. линейная нагрузка по отношению к вращающемуся полю сдвинута по окружности якоря на  $90^\circ$ .

### 3. Диаграмма напряжений

**а. Э. д. с. статора и ротора.** При неподвижном роторе поле в воздушном зазоре индуктирует в фазах обмоток статора и ротора э. д. с., которые, как и оси обмоток, сдвинуты друг относительно друга на угол  $\pi - \alpha$ . На этот фазовый угол (при рассмотре-



Фиг. 250. Вращение поля и ротора ( $n$ ) в одном направлении.

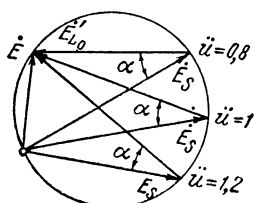


Фиг. 251. Вращение поля и ротора ( $n$ ) в противоположных направлениях.

нии со стороны статора), э. д. с. ротора опережает или отстает, смотря по тому, вращается ли поле в направлении развиваемого вращающего момента (см. фиг. 250 и 251, *a* и *b*), или в противоположном направлении.

Ток  $I$  ( $=I_S$ ) при неподвижном состоянии и пренебрежении потерями в двигателе есть чисто намагничивающий ток и опережает поэтому  $\dot{E}$  на четверть периода. Если двигатель приходит во вра-

щение в направлении вращающегося поля (фиг. 250, б), то обмотка статора является потребителем ( $\pi/2 < \psi_S < \pi$ ), а обмотка ротора генератором ( $0 < \psi_L < \pi/2$ ); если он приходит во вращение в противоположном направлении (фиг. 251, б), то получается наоборот. Мощность, потребляемая одной обмоткой, доставляется, таким образом, другой обмоткой, тогда как из сети не берется никакой активной мощности, так как потерями мы пренебрегли. Мы можем объединить фиг. 250, б и 251, б в одну диаграмму напряжений, если для второго случая, когда вращающееся поле и ротор вращаются в противоположные стороны, представим себе линию времени вращающейся не в направлении часовой



Фиг. 252. Диаграмма э. д. с. при покое и различных  $\ddot{u}$ .

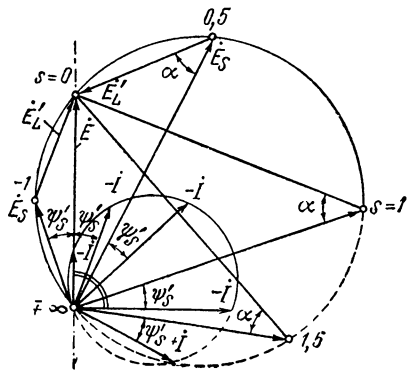
стрелки, как обычно, а в противоположном направлении и изменим знаки токов.

Отношение действующих значений э. д. с. при покое равно коэффициенту трансформации:

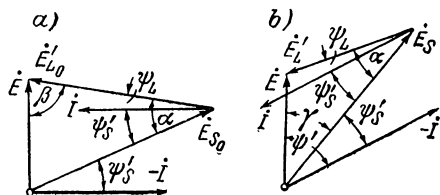
$$\ddot{u} = E'_{L0}/E_S. \quad (368a)$$

Для постоянного щеточного угла  $\alpha$  при неподвижном роторе конец  $\dot{E}_S$  перемещается по некоторой окружности, для которой результирующая э. д. с.  $\dot{E}$ , отличающаяся от напряжения на зажимах  $\dot{U}$  только на падение напряжения в обмотках, является хордой. На фиг. 252, например, представлены случаи  $\ddot{u} = 0,8$ ,  $\ddot{u} = 1$  и  $\ddot{u} = 1,2$  для одинаковых щеточных углов  $\alpha$ .

При вращающемся роторе и при том же щеточном угле  $\alpha$  фазовый угол  $\pi - \alpha$  между обеими э. д. с. обмоток статора и ротора также сохраняется постоянным; конец  $\dot{E}_S$  перемещается, таким образом, по той же окружности, что и при покое с перемен-



Фиг. 253. Круговая диаграмма при вращении,  $\ddot{u} = 1$ .



Фиг. 254. Обозначения углов: а) неподвижный, б) вращающийся ротор.

ным  $\ddot{u}$ . Распределение скольжения  $s$  по окружности зависит от  $\ddot{u}$ , т. е.

$$s = E_L/E_{L0} = E'_L/E'_{L0} = E'_L/E_S \ddot{u}. \quad (368b)$$

На фиг. 253, которая соответствует случаю  $\ddot{u} = 1$ , некоторые значения скольжения  $s$  надписаны у окружности. Дуга окруж-

ности от  $s = 1$  через  $s = 0$  до  $s = -\infty$  соответствует вращению двигателя в направлении вращающегося поля, а дуга от  $s = 1$  через 1,5 до  $s = +\infty$  — практически неиспользуемому вращению против вращающегося поля и поэтому указана штриховой линией. При синхронной скорости вращения ( $s = 0$ ) э. д. с., индуцированная в роторе, также равна нулю, поскольку отсутствует относительное движение между вращающимся полем и ротором, и  $\dot{E}_S = \dot{E}$ . Э. д. с.  $\mathcal{E}_{R1}$ , индуцированная в одной секции ротора при синхронной скорости точно так же равна нулю и при других скоростях вращения пропорциональна скольжению.

По теореме косинуса по фиг. 254,  $b$  ( $E_L' = s\dot{u}E_S$ ) результирующая э. д. с. получается как

$$E = E_S \sqrt{1 + s^2 \ddot{u}^2 - 2s\ddot{u} \cos \alpha} \quad \text{при} \quad E_S = \sqrt{2} \pi \xi_S \omega_s f \Phi_1. \quad (369a \text{ и } b)$$

**б. Фазовый угол  $\psi$  и коэффициент мощности.** Выведем прежде всего соотношения между углами  $\beta \approx \beta_0$ ,  $\psi_S'$  и  $\psi_L$ , которые входят в уравнения разд. А12 для вращающего момента.

Угол  $\psi_S$  между током и э. д. с. статора не зависит от скорости вращения двигателя, так как относительное положение между линейной нагрузкой и обмоткой статора и результирующим вращающимся полем в воздушном зазоре при том же щеточном угле  $\alpha$  для каждой скорости вращения оказывается тем же самым. Таким образом, мы получаем по фиг. 254,  $a$  и  $b$  независимо от скорости вращения

$$\psi_S' = \pi - \psi_S = \alpha - \psi_L. \quad (370)$$

Поэтому для каждого угла  $\alpha$  фазовый угол  $\psi_L$  между током и э. д. с. ротора также не зависит от скорости вращения, и мы можем рассчитывать углы  $\psi_L$  и  $\psi_S'$ , как и при неподвижном роторе. По фиг. 254,  $a$  мы получаем (теорема синуса):

$$\cos \psi_L = \sin \beta = \frac{E_{S0}}{E} \sin \alpha = \frac{\sin \alpha}{\sqrt{1 + \ddot{u}^2 - 2\ddot{u} \cos \alpha}} \quad (370a)$$

и с учетом ур. (370)

$$\cos \psi_S' = \frac{\ddot{u} \sin \alpha}{\sqrt{1 + \ddot{u}^2 - 2\ddot{u} \cos \alpha}}; \quad \sin \psi_S' = \frac{1 - \ddot{u} \cos \alpha}{\sqrt{1 + \ddot{u}^2 - 2\ddot{u} \cos \alpha}}. \quad (370b \text{ и } c)$$

Если мы рассмотрим поведение обмоток статора и ротора во всей рабочей области, то из величин углов  $\psi_S$  и  $\psi_L$  получается, что при  $s = 1$  до  $s = 0$  обмотка статора является потребителем, а обмотка ротора генератором; для  $s = 0$  до  $s = -\infty$  обе обмотки являются потребителями и для  $s = 1$  до  $s = +\infty$  роторная обмотка — потребитель, а статорная обмотка — генератор (см. разд. а).

Для расчета угла  $\psi$  между током двигателя и результирующей э. д. с.  $\dot{E}$  мы должны обратить внимание, что угол  $\psi_S'$  между отрицательным током ( $-I$ ) и э. д. с. статора  $\dot{E}_S$  при постоянном щеточном угле точно так же постоянен и не зависит от скорости вращения. На фиг. 253, которая соответствует  $\ddot{u} = 1$ ,  $\psi_S' = \alpha/2$ . На этой



фигуре на диаграмме напряжений построен еще соответствующий отрицательный ток ( $-I$ ), геометрическое место которого по разд. 6 есть окружность. Фазовый угол  $\psi' = \pi - \psi$  между  $-I$  и  $\vec{E}$  изменяется с фазой  $\vec{E}_S$ . С уменьшением скольжения он становится меньше; для синхронной скорости вращения  $\psi' = \psi'_s = \alpha/2$ , при двойной синхронной скорости  $\psi' = 0$ . Для еще больших скоростей вращения  $\psi'$  становился бы отрицательным, однако о столь высоких скоростях вращения, с учетом условий уничтожения искрения, практически говорить не приходится.

Для коэффициента мощности  $\cos \psi'$  двигателя по фиг. 254,  $b$  мы получаем:

$$\cos \psi' = \cos (\gamma + \psi'_s) = \cos \gamma \cdot \cos \psi'_s - \sin \gamma \cdot \sin \psi'_s. \quad (371)$$

По теоремам синуса и косинуса

$$\sin \gamma = \frac{s\ddot{u}E_s}{E} \sin \alpha = \frac{s\ddot{u} \sin \alpha}{\sqrt{1 + s^2\ddot{u}^2 - 2s\ddot{u} \cos \alpha}} \quad (371a)$$

и

$$\cos \gamma = \frac{1 - s\ddot{u} \cos \alpha}{\sqrt{1 + s^2\ddot{u}^2 - 2s\ddot{u} \cos \alpha}}. \quad (371b)$$

Если мы примем во внимание еще ур. (370b), то получим для коэффициента мощности

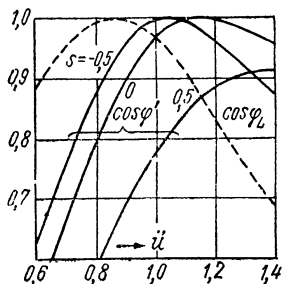
$$\cos \psi' = \frac{\ddot{u} \sin \alpha}{\sqrt{1 + \ddot{u}^2 - 2\ddot{u} \cos \alpha}} \cdot \frac{1 - s}{\sqrt{1 + s^2\ddot{u}^2 - 2s\ddot{u} \cos \alpha}} \quad (372a)$$

и для коэффициента реактивной мощности

$$\sin \psi' = \frac{1 + s\ddot{u}^2 - (1 + s)\ddot{u} \cos \alpha}{\sqrt{1 + \ddot{u}^2 - 2\ddot{u} \cos \alpha} \cdot \sqrt{1 + s^2\ddot{u}^2 - 2s\ddot{u} \cos \alpha}}. \quad (372b)$$

Первый множитель в ур. (372a) равен  $\cos \psi'_s$  [ур. (370b)] и равен коэффициенту мощности при синхронизме ( $s = 0$ ), а другой множитель показывает влияние отклонения от синхронной скорости вращения. Коэффициент мощности  $\cos \psi'$  зависит только от коэффициента трансформации  $\ddot{u}$ , щеточного угла  $\alpha$  и скольжения  $s$  (или скорости вращения), но не зависит от магнитного насыщения двигателя. Он очень близок к коэффициенту мощности  $\cos \phi'$ , который учитывает еще падения напряжения в двигателе (см. фиг. 260,  $a$  до  $c$ ).

Фиг. 255.  $\cos \psi'$  при  $\alpha = 30^\circ$  и различных  $s$  ( $-0,5$ ;  $0$ ;  $0,5$ ) в зависимости от  $\ddot{u}$ ; — — —  $\cos \psi_L$ .



Для того чтобы наглядно пояснить влияние коэффициента трансформации  $\ddot{u}$  на коэффициент мощности  $\cos \psi'$ , последний представлен сплошными кривыми на фиг. 255 в зависимости от  $\ddot{u}$  в области  $0,6 <$

$< \ddot{u} < 1,4$  для  $s$ , равных  $0,5$ ;  $0$  и  $-0,5$  ( $0,5 n_1$ ;  $n_1$ ;  $1,5 n_1$ ) в качестве примера для щеточного угла  $\alpha = 30^\circ$ . Этот щеточный угол

в практических случаях имеет место примерно при номинальном режиме. Правые ветви кривых для  $s = 0$  и  $s = -0,5$  соответствуют отдаче намагничивающего тока в сеть.

Из кривых видно, что коэффициент мощности трехфазного последовательного двигателя сравнительно благоприятный и что при малых скоростях вращения он может быть улучшен путем выбора коэффициента трансформации, несколько превышающего единицу. Это можно легко объяснить на основании фиг. 246, *b*. Чем больше коэффициент трансформации, тем больше составляющая полного тока ротора  $\Theta_L = \dot{y}\Theta_S$ , совпадающая по фазе с результирующим полным током  $\Theta_r$ , и тем больше, следовательно, участвует ротор в создании полного тока намагничивания. Но так как потребляемая ротором реактивная мощность намагничивания пропорциональна теперь скольжению, она будет тем меньше, чем меньше скольжение, и при отрицательном скольжении даже отрицательной.

С увеличением коэффициента трансформации будет ухудшаться коэффициент полезного действия, так как по фиг. 246, *b* тот же вращающий момент достигается при наименьшем токе при  $\dot{y} = \cos \alpha$ . Как влияет  $\dot{y}$  на использование двигателя, показывает не зависящая от скорости вращения (штриховая) кривая  $\cos \psi_L = \sin \beta_0$  на фиг. 255, величина которого является мерой вращающего момента при постоянном произведении  $\Phi_1 \Theta_L$  [ур. (366)].

#### 4. Упрощенный расчет характеристик при регулировании сдвигом всех щеток

**а. Вывод уравнений.** Основные свойства трехфазного последовательного коллекторного двигателя мы уже можем выяснить, если пренебрежем падениями напряжения, потерями в железе и токами в короткозамкнутых щетках секциях ротора, а также намагничивающим током промежуточного трансформатора и примем, что магнитная характеристика двигателя  $E_S(\Theta_\mu)$  представляет собою прямую линию.

Мы можем изображать тогда вращающий момент в зависимости от напряжения на зажимах  $U$ , которое согласно нашим допущениям равно результирующей э. д. с.  $E$ , или тока  $I$ .

Соотношение между током и полным током намагничивания  $\Theta_\mu$ , который согласно нашим допущениям равен результирующему полному току  $\Theta_r$ , получается по ур. (363а) и (365). Закон полного тока устанавливает связь между полным током намагничивания  $\Theta_\mu$  и амплитудой индукции:

$$\Theta_\mu = 2\delta' B_1 / \Pi_0. \quad (373a)$$

Если мы примем еще во внимание соотношения между  $B_1$  и  $\Phi_1$  и между  $\Phi_1$  и  $E_S$  [ур. (369b)], то с учетом ур. (365) и (363а) получим:

$$E_S = \frac{4\Pi_0 l_t \tau m_S (\xi_S w_S)^2 f \sqrt{1 + \dot{u}^2 - 2\dot{u} \cos \alpha}}{\pi p \delta'} I. \quad (373b)$$

Если в ур. (358) для вращающего момента мы заменим  $\cos \psi_L$  по ур. (370a), то получится вращающий момент в зависимости от тока.

$$M = C_1 \ddot{u} \sin \alpha \cdot I^2, \quad (374)$$

где

$$C_1 = 2 \left( \frac{m_S \xi_S \omega_S}{\pi} \right)^2 \cdot \frac{\Pi_0 I_i \tau}{\delta^4} \quad (374a)$$

зависит только от размеров двигателя и обмотки статора.

Если, с другой стороны, мы выразим в уравнении для вращающего момента ток через  $E_S$  по ур. (373b) и примем во внимание ур. (369a), то получим:

$$M = C \frac{\ddot{u} \sin \alpha}{(1 + \ddot{u}^2 - 2\ddot{u} \cos \alpha)(1 + s^2 \ddot{u}^2 - 2s\ddot{u} \cos \alpha)} E^2, \quad (375)$$

где

$$C = \frac{p^2 \delta^4}{8 \Pi_0 I_i \tau (\xi_S \omega_S)^2 f^2} \quad (375b)$$

зависит только от размеров двигателя, обмотки статора и частоты сети.

По ур. (375) при наших предположениях вращающий момент оказывается пропорциональным квадрату напряжения на зажимах  $U = E$ .

Если мы приведем вращающий момент к номинальному моменту, который наступает при синхронной скорости вращения ( $s = 0$ ), когда щеточный угол установлен  $\alpha_N$ , то мы получаем для относительного вращающего момента

$$m = \frac{M}{M_N} = \frac{\sin \alpha}{\sin \alpha_N} \cdot \frac{1 + \ddot{u}^2 - 2\ddot{u} \cos \alpha_N}{(1 + \ddot{u}^2 - 2\ddot{u} \cos \alpha)(1 + s^2 \ddot{u}^2 - 2s\ddot{u} \cos \alpha)}. \quad (376)$$

Для случая, когда  $\ddot{u} = 1$ , это выражение упрощается, если мы учтем соотношения  $1 - \cos x = 2 \sin^2 x/2$  и  $\sin x = 2 \sin x/2 \times \cos x/2$ :

$$m = \frac{\operatorname{tg} \alpha_N/2}{\operatorname{tg} \alpha/2} \cdot \frac{1}{1 + s^2 - 2s \cos \alpha}. \quad (376a)$$

Если мы приведем ток к номинальному току, т. е. к току, возникающему при номинальном моменте, то по ур. (374) получим:

$$i = \frac{I}{I_N} = \sqrt{\frac{M \sin \alpha_N}{M_N \sin \alpha}} = \sqrt{\frac{m \sin \alpha_N}{\sin \alpha}}. \quad (377)$$

Для  $\ddot{u} = 1$  будет:

$$i = \frac{\sin \alpha_N/2}{\sin \alpha/2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + s^2 - 2s \cos \alpha}}. \quad (377a)$$

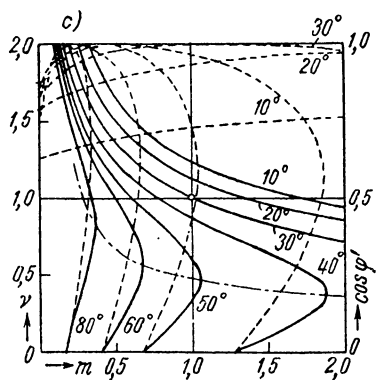
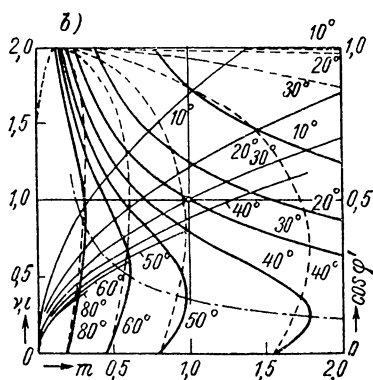
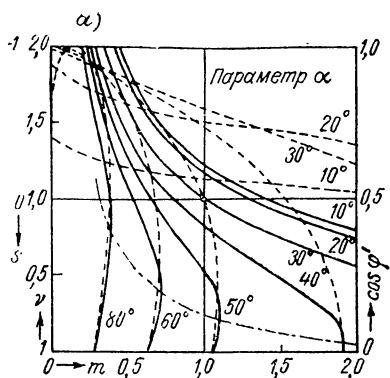
**б. Характеристики по уравнениям в разд. а.** На фиг. 256, а до с для  $\ddot{u}$ , равных 0,8, 1 и 1,2 для того случая, когда номинальный момент имеет место при  $\alpha_N = 30^\circ$ , сильнее выделенными линиями

нанесены относительные скорости вращения  $v = n/n_1 = 1 - s$  и штриховыми линиями (не приведенные) коэффициенты мощности  $\cos\varphi' = \cos\varphi$  в зависимости от относительного вращающего момента  $m$  (приведенного к вращающему моменту при  $\alpha = 30^\circ$  и  $s = 0$ ) при различных щеточных углах  $\alpha$ . Принимается, что статорная обмотка остается неизменной и меняется только обмотка ротора (или коэффициент трансформации промежуточного трансформатора, намагничивающим током которого мы пренебрегли). Не приведенные номинальные моменты при  $\ddot{u} = 0,8$  и  $\ddot{u} = 1,2$  тогда несколько меньше, чем при  $\ddot{u} = 1$ ; при  $\ddot{u} = 0,8, 1$  и  $1,2$  по ур. (375) (при  $s = 0$  и  $\alpha = 30^\circ$ ) они относятся, как  $0,84 : 1 : 0,89$ .

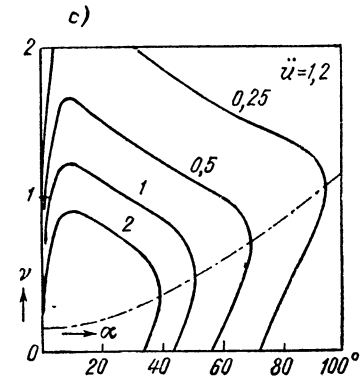
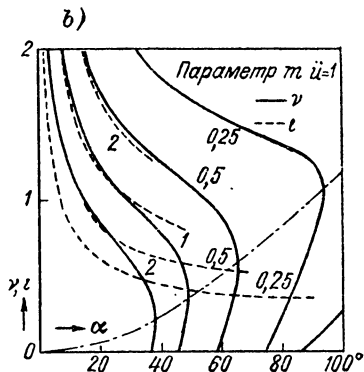
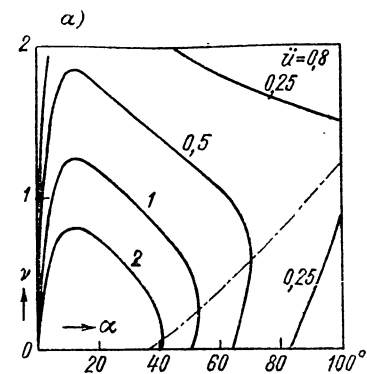
На фиг. 256, *b* нанесены также относительный ток (более слабые сплошные кривые) в зависимости от относительного вращающего момента  $m$ . Согласно ур. (377) при том же относительном вращающем моменте он для всех коэффициентов трансформации один и тот же. Не приведенные номинальные токи относятся как  $\sqrt{0,84} : 1 : \sqrt{0,89} = 0,917 : 1 : 0,944$ . Для каждого коэффициента трансформации представленные на фиг. 256, *b* токи действительны, конечно, только до наибольшего возникающего, смотря по обстоятельствам, вращающего момента (опрокидывающего момента), который различен для этих трех коэффициентов трансформации. В следующем разделе мы еще будем рассматривать эти характеристики.

На фиг. 257, *a* до *c* нанесены также относительные скорости вращения в зависимости от щеточного угла  $\alpha$  при различных постоянных вращающих моментах ( $m = 0,25; 0,5; 1,2$ ). Штриховые кривые на фиг. 257, *b* указывают возникающие при этом токи, которые справедливы для всех трех коэффициентов трансформации  $\ddot{u}$ . Кривые получаются из фиг. 256, *a* до *c*. Для  $\ddot{u} \leq 1$  одинаковые скорости вращения могут получаться при двух различных щеточных углах, из которых меньший, однако, из-за возникающего при этом большого тока, не имеет практического значения. При  $\ddot{u} = 1$  для каждой скорости вращения получается только один щеточный угол, поскольку мы пренебрегли падениями напряжения, и поэтому при  $\alpha = 0$  ток становится бесконечно большим. Графики позволяют видеть, что при постоянном вращающем моменте скорость вращения может регулироваться в относительно широких пределах посредством сдвига щеток.

Отношение  $E_S/E_{SN}$  соответствующей э. д. с.  $E_S$  в обмотке стартора к э. д. с. при синхронной скорости вращения ( $E_{SN} = E$ ) получается из ур. (369a). Если мы нанесем эти отношения для различных щеточных углов  $\alpha$  в зависимости от относительной скорости вращения  $v$  и с помощью скоростных характеристик на фиг. 256, *a* до *c* соединим на этих кривых точки постоянных относительных вращающих моментов  $m = M/M_N$ , то можем построить кривые  $E_S/E_{SN}$  при постоянном вращающем моменте в зависимости от относительной скорости вращения. Они представлены на фиг. 258, *a* сильнее выделенными кривыми.



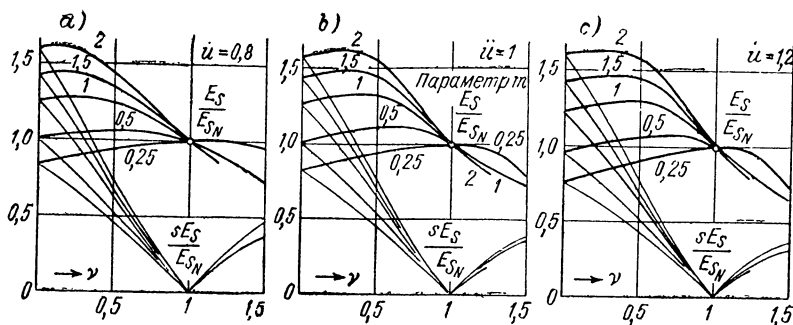
Фиг. 256.



Фиг. 257.

Рабочие характеристики при пренебрежении падениями напряжения и при прямолинейной магнитной характеристике. а)  $\ddot{u} = 0,8$ ; б)  $\ddot{u} = 1$ , с)  $\ddot{u} = 1,2$ . Фиг. 256 — в зависимости от относительного вращающего момента  $m$  (—  $\nu$ , — — —  $i$ , — — —  $\cos \varphi'$ ); фиг. 257 — в зависимости от  $\alpha$  (— — —  $i$ ).

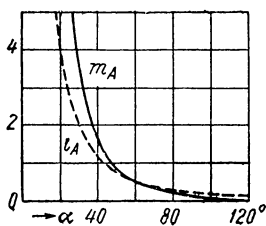
Отношение  $E_S/E_{SN}$  равно также отношению соответствующего возникающего потока к потоку при синхронной скорости вращения и является мерой для магнитной напряженности двигателя. Если мы умножим  $E_S/E_{SN}$  на скольжение ( $s = 1 - v$ ), то получим



Фиг. 258.  $E_S/E_{SN}$  и относительное значение  $sE_S/E_{SN}$  э. д. с. вращающегося поля  $\mathcal{E}_{R_1}$  в зависимости от относительной скорости вращения  $v$ .

индуктированную вращающимся полем в секции ротора э. д. с.  $\mathcal{E}_{R_1}$ , приведенную к соответствующей э. д. с., которая возникает при неподвижном состоянии и номинальном потоке, т. е. когда напряжение на статорной обмотке равно  $E_{SN} (= U)$ . На фиг. 258, а до с  $sE_S/E_{SN}$  нанесено более слабыми линиями и показывает, как изменяется э. д. с. вращающегося поля  $\mathcal{E}_{R_1}$  при различных постоянных вращающихся моментах со скоростью вращения.

Наконец для  $i\dot{=}1$  на фиг. 259 представлены еще относительный пусковой ток  $i_A = I_A/I_N$  и относительный пусковой момент  $m_A = M_A/M_N$  в зависимости от щеточного угла. Они показывают, что вращающий момент с углом сдвига щеток  $180^\circ$  —  $\alpha$  из положения холостого хода ( $\alpha = 180^\circ$ ) сначала возрастает очень медленно и только примерно при  $\alpha = 48^\circ$  достигает номинального значения. При  $\alpha = 0$   $i_A$  и  $m_A$  становятся бесконечными, поскольку мы пренебрегли падениями напряжения. Соответствующие кривые для  $i\dot{=}0,8$  и  $i\dot{=}1,2$  не нанесены, так как в указанной области они почти совпадают с кривыми для  $i\dot{=}1$ .



Фиг. 259. Относительные пусковой момент  $m_A$  и пусковой ток  $i_A$  в зависимости от  $\alpha$ .

**с. Устойчивость двигателя и коэффициент мощности.** Из характеристик на фиг. 256, а до с мы видим, что при постоянном щеточном угле двигатель в значительной степени обладает свойствами последовательного двигателя постоянного тока. Однако в противоположность последовательному двигателю постоянного тока, кривые обнаруживают опрокидывающий момент при скоростях вращения, превышающих нуль. Мы получим критическое скольжение, при

котором возникает опрокидывающий момент, беря производную  $dm/ds$  от ур. (376), приравнявая ее нулю и решая относительно скольжения. Тогда критическое скольжение будет:

$$s_K = \frac{\cos \alpha}{\ddot{u}}. \quad (378a)$$

Если нагрузочный момент не зависит от скорости вращения, область  $s > \cos \alpha / \ddot{u}$  или  $v = n/n_1 = 1 - s < 1 - \cos \alpha / \ddot{u}$  является неустойчивой, т. е. в этой области скорость вращения двигателя не может установиться, поскольку с возрастанием скорости развиваемый вращающий момент становится больше, чем нагрузочный момент (см. разд. IIID1b, т. I). Двигатель будет ускоряться до относительной скорости вращения  $v > 1 - \cos \alpha / \ddot{u}$ , при которой наступит равновесие между нагрузочным моментом и моментом, развиваемым двигателем, или же он будет снижать скорость вращения вплоть до остановки.

Если в ур. (376) мы заменим  $\cos \alpha$  по ур. (378a), то получим относительный опрокидывающий момент в функции критического скольжения:

$$m_K = \frac{1 + \ddot{u}^2 - 2\ddot{u} \cos \alpha_N}{\sin \alpha_N [1 + \ddot{u}^2 (1 - 2s_K)] \sqrt{1 - s_K^2 \ddot{u}^2}}. \quad (378b)$$

На фиг. 256 и 257, *a* до *c* критические скольжения (или соответствующие скорости вращения) в зависимости от относительного вращающего момента  $m$  и, соответственно, щеточного угла  $\alpha$  указаны штрихпунктирными кривыми. Эти кривые представляют собой пределы устойчивой работы, если нагрузочный момент не зависит от скорости вращения. Однако в многих других режимах получаются обычно устойчивые точки пересечения между характеристиками двигателя и кривыми скоростей вращения как функции нагрузочного момента, например, если нагрузочный момент возрастает в первой степени или с квадратом скорости вращения. И здесь, конечно, если необходимый пусковой момент сравнительно велик, могут получаться неустойчивые области при больших щеточных углах  $\alpha$ . Предел устойчивости не зависит от магнитного насыщения в железе, так как от этого не зависят щеточный угол  $\alpha$  и коэффициент трансформации  $\ddot{u}$ .

Предел устойчивости можно расширить, если выбрать коэффициент трансформации меньше единицы, как это легко видеть из фиг. 256, *a*. Это следует также из диаграммы напряжений фиг. 252. Если при неподвижном состоянии  $E_s$  является диаметром окружности, то при пуске в направлении вращающегося поля  $s = E_L/E_s$  от покоя все время падает; тогда  $\cos \alpha = \ddot{u}$ , т. е. критическое скольжение имеет место при неподвижном состоянии. Чтобы получить это для всех щеточных углов, нужно было бы со щеточным углом менять и коэффициент трансформации. Но с уменьшением коэффициента трансформации ухудшается коэффициент мощности. Это следует также из фиг. 256, *a* до *c*, на которых представлен (штри-

ховыми линиями) коэффициент мощности. Таким образом, устойчивость и хороший коэффициент мощности противоречат друг другу. Однако, как мы увидим в разд. 5е и 7d, благодаря добавочному вращающему моменту токов короткого замыкания устойчивость двигателя, особенно при больших щеточных углах, значительно улучшается, так что в практических случаях можно отказаться от коэффициента  $\dot{u} < 1$  в пользу хорошего коэффициента мощности.

## 5. Учет факторов, которыми пренебрегалось

При наших рассмотрениях до сих пор мы не принимали во внимание активные и реактивные сопротивления в двигателе и трансформаторе, намагничивающий ток трансформатора, а также потери в железе и реакцию токов в короткозамкнутых секциях якорной обмотки. Далее, в разд. 4 мы предполагали магнитную характеристику двигателя прямой линией, проходящей через начало координат, т. е. не учитывали переменность магнитного насыщения в железе. Теперь мы покажем, каким образом можно учесть эти факторы, которыми ранее пренебрегалось.

**а. Падения напряжения.** Активные сопротивления мы можем объединить в результирующее активное сопротивление

$$R = R_S + R'_L + R_1 + R'_2. \quad (379a)$$

В нем  $R_S$  есть активное сопротивление фазы обмотки статора;  $R'_L = (\omega_1/\omega_2)^2 R_L$  — приведенное к цепи статора активное сопротивление фазы эквивалентной обмотки ротора;  $R_1$  — сопротивление фазы первичной обмотки и  $R'_2 = (\omega_1/\omega_2)^2 R_2$  — приведенное к цепи статора активное сопротивление вторичной обмотки трансформатора.

Реактивные сопротивления рассеяния на фазу мы складываем в

$$X_\sigma = X_{S\sigma} + X'_{L\sigma_0} + sX'_{L\sigma v} + X_{1\sigma} + X'_{2\sigma}. \quad (379b)$$

В нем  $X_{S\sigma}$  — реактивное сопротивление рассеяния фазы статорной обмотки;  $X'_{L\sigma_0} + sX'_{L\sigma v} = (\omega_1/\omega_2)^2 (X_{L\sigma_0} + sX_{L\sigma v})$  — приведенное к цепи статора реактивное сопротивление рассеяния фазы эквивалентной обмотки ротора, которое по разд. A10 складывается из части  $(X_{L\sigma_0})$ , не зависящей от скольжения, и части  $(sX_{L\sigma v})$ , зависящей от скольжения;  $X_{1\sigma}$  и  $X'_{2\sigma}$  — реактивные сопротивления рассеяния трансформатора.

Коэффициенты рассеяния через зазор по разд. A10d изменяются с расположением щеток. Для практических расчетов достаточно подставлять средние значения, которые следует рассчитывать, как и у асинхронных машин (см. ход расчета в разд. 7b и c). В качестве дальнейшего упрощения без большой ошибки можно подставлять, как и у асинхронных машин,  $X_{L\sigma_0} + sX_{L\sigma v} = sX_{L\sigma}$ .

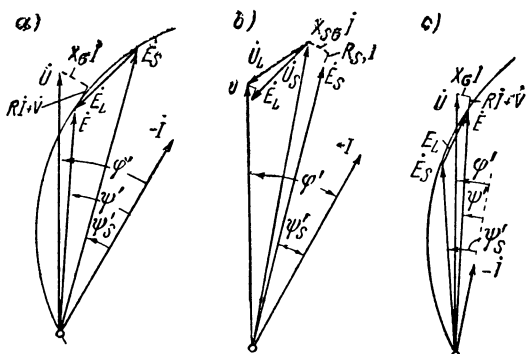
Кроме падений напряжения на сопротивлениях  $R$  и  $X_\sigma$ , нужно учитывать еще падение напряжения под щетками, которое нахо-



дится в фазе с током через щетки. При одинарном щеточном устройстве мы можем положить для этого при угольных щетках примерно  $1\delta$ , а при двойном щеточном устройстве примерно  $2\delta$ . Если мы приведем это падение напряжения к цепи статора, то получим для трех- или шестищеточного включения

$$V' \approx (\omega_1/\omega_2) \delta \text{ или } V' \approx 2 (\omega_1/\omega_2) \delta. \quad (380a \text{ и } b)$$

Диаграмму напряжений двигателя мы должны дополнить теперь падениями напряжения. Для двигателя, рассмотренного в качестве примера в разд. 5е, с  $\ddot{u} = \ddot{u}_T = 1$  (штрихи у буквенных обозначений роторной цепи можно опустить), дополненные векторные диаграммы построены на фиг. 260, а при скольжении  $s = 0,3$  и на фиг. 260, с при  $s = -0,3$ . Обе диаграммы справедливы для щеточного угла  $\alpha = 30^\circ$ ; потерями в железе и токами в перекрытых щетками секциях ротора пренебрежено. На фиг. 260, б для  $s = 0,3$  разделены падения напряжения для статорной и роторной обмоток, так что  $\dot{U}_S$  и  $\dot{U}_L$  представляют



Фиг. 260. Учет падений напряжений,  $\alpha = 30^\circ$ :

а) и б)  $s = 0,3$ ; в)  $s = -0,3$ .

собой напряжения, имеющие место на их зажимах. Из фиг. 260, а и с мы видим, что коэффициент мощности  $\cos \varphi'$  при учете падений напряжения оказывается незначительно меньше, чем при пренебрежении ими ( $\cos \psi'$ ).

**б. Магнитная характеристика двигателя.** Для того чтобы при расчете характеристик двигателя, которые при различных щеточных углах  $\alpha$  и коэффициентах трансформации  $\ddot{u}$  представляют собой скорость вращения как функцию вращающего момента, наряду с падениями напряжения учитывать также магнитную характеристику двигателя, мы можем поступить следующим образом. Возьмем некоторую определенную скорость вращения  $n$  и тем самым скольжение  $s$  и оценим  $E$  (см. фиг. 260, а и с) или положим в первом приближении  $E \approx U$ . По  $E$  согласно ур. (369а) рассчитаем  $E_S$  и по магнитной характеристике  $E_S(I_\mu)$  (см. фиг. 264) определим намагничивающий ток  $I_\mu$ . При  $\Theta_\mu \approx \Theta_r$  получим в первом приближении ток

$$I = \frac{I_\mu}{\sqrt{1 + \ddot{u}^2 - 2\ddot{u} \cos \alpha}}. \quad (381)$$

Угол  $\varphi'$  между  $\dot{E}$  и  $-i$  известен по ур. (372а и б) или по диаграмме напряжений, и путем добавления падения напряжения к напря-

жению на зажимах  $\dot{U}$  (на фазу) мы можем получить уточненное значение  $E$  и по  $E_s$  и магнитной характеристике определить  $I_\mu$ . Тогда мы получим  $I$  во втором приближении. В случае надобности  $I$  можно определить в большем приближении. По  $I$  и определенному по ур. (370а) углу  $\psi_L$  мы получим по ур. (366) вращающий момент и тем самым точку скоростной характеристики  $n(M)$ . Задаваясь различными скоростями вращения (значениями скольжений), мы можем определить по точкам скоростную характеристику. Потери в железе и влияние токов в перекрытых щетками секциях ротора могут быть учтены по разд. d.

Точно так же для  $s = 1$  таким же способом мы получаем пусковые характеристики  $M(\alpha)$  и  $I(\alpha)$  при постоянном напряжении на зажимах  $U$  на фазе.

**с. Намагничивающий ток промежуточного трансформатора.** Мы можем приближенно учесть влияние намагничивающего тока в трансформаторе, если пренебрежем падениями напряжения в роторной обмотке и вторичной обмотке трансформатора. Тогда справедливо

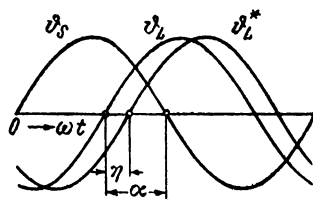
$$I_{\mu T} = -\frac{w_1}{w_2} \frac{\dot{E}_L}{jX_{1h}} = j \frac{w_1}{w_2} \frac{\dot{E}_L}{X_{1h}}, \quad (382)$$

где  $X_{1h}$  — главное реактивное сопротивление первичной обмотки трансформатора. Теперь ток ротора, приведенный к цепи статора, вообще ни по величине, ни по фазе уже не равен току статора  $I_s$ . Это оказывает влияние на результирующий полный ток.

На временной диаграмме при совпадении по фазе токов статора и ротора полный ток ротора отстает по фазе относительно полного тока статора на фазовый угол  $\pi - \alpha$ , если вращение поля и направление вращения двигателя одинаковы, как это соответствует практическому случаю. Это непосредственно следует из фиг. 250, а, согласно которой магнитная ось статорной обмотки оказывается на фазовый угол  $\pi - \alpha$  впереди по отношению к обмотке ротора в направлении вращения. Так же получается и в том случае, если мы представим себе статорную и роторную обмотки совпадающими по оси. Тогда, чтобы получить тот же результирующий полный ток, ток в обмотке ротора должен отставать по фазе относительно тока в статорной обмотке на  $\pi - \alpha$ , так как

$$\sin(\omega t - \pi) = \sin[(\omega t - \alpha) - (\pi - \alpha)].$$

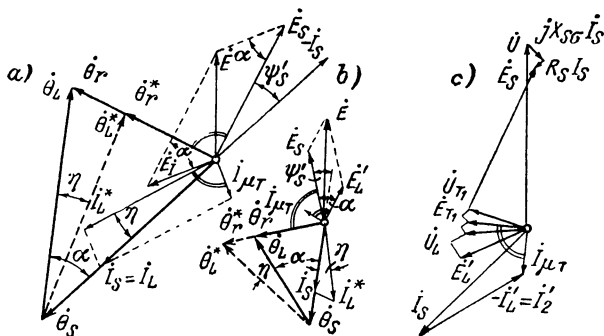
На фиг. 261 представлены полный ток статора  $\vartheta_s$  и полный ток ротора  $\vartheta_L$  при совпадении по фазе токов статора и ротора, если ось обмотки ротора сдвинута на угол  $\alpha$  из положения короткого замыкания. Если мы примем, что ток ротора отстает по фазе от тока статора на временной угол  $\eta$ , то получим полный ток



Фиг. 261. Влияние промежуточного трансформатора.

ротора  $\dot{\theta}_L^*$  на фиг. 261. Отставание тока ротора от тока статора сказывается, таким образом, на полный ток так, как если бы угол  $\alpha$  уменьшался на угол  $\eta$ ; напротив, упреждение тока ротора на временной угол  $\eta$  сказывается так, как если бы угол  $\alpha$  увеличивался на угол  $\eta$ .

Временной сдвиг по фазе токов статора и ротора не сказывается, однако, на соотношении фаз э. д. с., индуцированных в статоре и роторе, поскольку они определяются только положением осей обмоток статора и ротора, т. е. углом  $\alpha$ . При этом остается неизменным также фазовый угол  $\psi_s$ , так как он определяется углом  $\alpha$  при неподвижном состоянии двигателя и не зависит от величины намагничивающего тока в трансформаторе (см. фиг. 250, б).



Фиг. 262. Диаграммы полных токов с  $I_{\mu T}^*$  и без  $I_{\mu T}$ .  
а) при нижесинхронной; б) при вышесинхронной скорости;  
с) полная диаграмма напряжений для случая а.

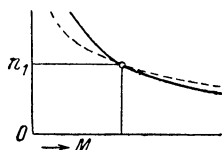
Ток ротора мы получим теперь при нижесинхронной скорости по фиг. 262, а, нанося намагничивающий ток  $I_{\mu T}$  трансформатора упреждающим  $\dot{E}_L'$  на четверть периода. Если мы обозначим величины при учете намагничивающего тока трансформатора со звездочкой, то  $I_L^* = I_S - I_{\mu T}$ , где фаза  $I_S$  определяется, как и при пренебрежении  $I_{\mu T}$ . При нижесинхронной скорости (фиг. 262, а)  $I_L^*$  отстает по фазе на угол  $\eta$  от  $I_L = I_S$ , а при вышесинхронной скорости (фиг. 262, б) упреждает его по фазе.

Если бы мы на фиг. 262, а и б совместили полный ток статора  $\dot{\theta}_S$  с направлением тока  $I_S$ , то полный ток ротора получился бы  $\dot{\theta}_L^*$  и результирующий полный ток при этом был бы  $\dot{\theta}_r^*$ . По ур. (370) и фиг. 254, а  $\dot{\theta}_r^*$  и  $\dot{\theta}_r$  при этом упреждают по фазе  $\dot{E}_S$  на  $\pi/2$ . Результирующий полный ток, следовательно, благодаря намагничивающему току  $I_{\mu T}$  трансформатора при нижесинхронной скорости ослаблялся бы, а при вышесинхронной скорости усиливался. Но так как мы пренебрегли падениями напряжения, э. д. с. при заданной диаграммой напряжений скорости вращения должны оставаться неизменными и это же справедливо для результирующего

потока и результирующего полного тока. Отсюда следует, что при том же потоке при нижесинхронной скорости токи должны возрасти в отношении  $\Theta_r/\Theta_r^*$ , а при вышесинхронной скорости падать. Но с током ротора возрастает и падает также и вращающий момент.

Таким образом, та же скорость вращения получается при нижесинхронном режиме при более высоком, а при вышесинхронном режиме при более низком вращающем моменте, тогда как при синхронной скорости вращения трансформатор не оказывает никакого влияния, поскольку тогда э. д. с., а с ней и намагничивающий ток трансформатора равны нулю (фиг. 263). Большой намагничивающий ток, особенно если он вызывается высоким магнитным насыщением в железе промежуточного трансформатора, сказывается, таким образом, в том, что кривая скорости вращения в зависимости от вращающего момента уплощается; та же вышесинхронная скорость вращения наступает при значительно меньшем, а та же нижесинхронная скорость при большем вращающем моменте.

При учете падений напряжения влияние намагничивающего тока трансформатора ослабляется. При нижесинхронной скорости поток не принимает больше того значения, которое он имел бы при пренебрежении падением напряжения, тогда как при вышесинхронной скорости он несколько больше. Это благоприятно при пуске для уменьшения искрения;  $i_{\mu T}$  теперь отстает на  $\pi/2$  также не по отношению к  $\dot{E}'_L$ , а по отношению к э. д. с.  $\dot{E}_{T_1}$  в первичной обмотке промежуточного трансформатора, как это указано на полной диаграмме напряжений фиг. 262, с, на которой для наглядности падения напряжения приняты значительно преувеличенными. В разд. 7d мы покажем еще влияние промежуточного трансформатора с большим намагничивающим током на рабочие характеристики на практическом примере.



Фиг. 263. Влияние  $I_{\mu T}$  на скорость вращения.

**d. Потери в железе и реакция токов короткого замыкания.** Добавочные потери в железе, которые покрываются механическим путем, должны вычитаться из механической мощности двигателя, чтобы получить полезную мощность на валу; они, впрочем, не оказывают влияния на свойства двигателя.

Потери в железе статора  $Q_{ES}$ , покрываемые из сети, имеют следствием ток потерь

$$I_{v_1} = Q_{E_1}/3E \quad (383a)$$

в противофазе с э. д. с.  $\dot{E}$ . Из мощности, передаваемой со статора на ротор, при поднятых щетках (см. фиг. 240) получается ток потерь

$$I_{v_2} = N'_i/3E. \quad (383b)$$

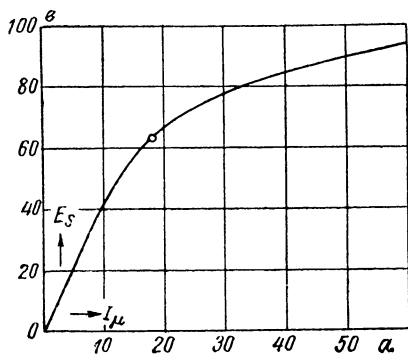
Ток потерь  $i'_k$  (см. разд. A12b и c), который соответствует реакции секций ротора, перекрытых щетками, как и у асинхронного дви-

гателя, при нижесинхронной скорости вращения создает двигательный вращающий момент, который прибавляется к рассчитанному в разд. 2б основному моменту, а при вышесинхронной скорости вращения создает генераторный момент, который противодействует основному. Таким же образом, но в весьма незначительной степени, сказывается и ток потерь  $I_{v_2}$ . Генераторный момент приводит к тому, что двигатель при холостом ходе и без трансформатора имеет конечную скорость вращения и не разносится.

Общий ток потерь

$$I_V = I_{v_1} + I_{v_2} + I_k \quad (383)$$

находится в противофазе с э. д. с.  $E$  одной пары фаз. Его нужно векторно вычесть из тока двигателя  $I = I_S$ , чтобы получить тот



Фиг. 264. Магнитная характеристика для расчетного примера.

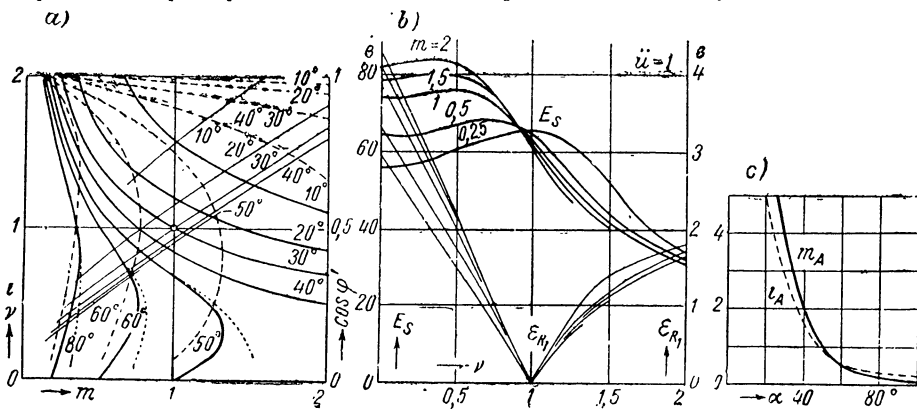
ток, которым определяется полный ток намагничивания  $\Theta_\mu$  и который при пренебрежении  $I_V$  равен  $\Theta_r$ . Если изображенные сплошными линиями на фиг. 262,  $a$  и соответственно  $b$  треугольники полных токов справедливы при пренебрежении  $I_V$ , то  $\Theta_r = \Theta_\mu$ . Если мы представим себе теперь, что к току  $I_S$  на этих фигурах прибавлен  $I_V$ , то треугольник полного тока повернется на некоторый угол  $\epsilon$  против часовой стрелки при одновременном увеличении его сторон в отношении  $|I_S + I_V|/I_S$ .

Фазовый угол между  $\Theta_\mu$  и  $\Theta_L$ , который при пренебрежении  $I_V$  равен  $\beta_0 = \beta$ , теперь будет  $\beta_0 = \beta - \epsilon$ . Таким образом, в ур. (366) для вращающего момента  $\sin \beta_0$  уменьшается, а  $\Theta_L$  увеличивается, так что вращающий момент из-за этого меняется незначительно. Обычно он несколько увеличивается. Наряду с этим возникает, конечно, еще добавочный момент, который развивают токи  $I_k'$  и  $I_{v_2}$  с вращающимся полем.

**е. Характеристики с учетом факторов, которыми пренебрегалось.** Для того чтобы показать влияние падений напряжения и магнитной характеристики на рабочие характеристики двигателя, в основу положим последовательный двигатель по разд. 7б, для которого справедлива магнитная характеристика  $E_S(I_\mu)$  на фиг. 264; при этом  $\Theta_S = 50,5I$ . Обмотку ротора представим себе перемотанной с  $\dot{u} = 1,162$  на  $\dot{u} = 1$  и включенной последовательно со статорной обмоткой без трансформатора, а все щетки сдвигаемыми вместе при диаметральной позиции. Сопротивления, приведенные к фазе при соединении звездой, получают следующие:  $R_S = 0,038$ ;  $R_{LW} = 0,0504$ ;  $X_{\sigma_0} = X_{S\sigma} + X_{L\sigma_0} = 0,145$ ;  $X_{L\sigma v} = 0,067$  ом, причем для рассеяния в зазоре предположена точка, указанная на характеристике фиг. 264. Падение напряжения под щетками (шестищеточное включение при диаметральных щетках) для всех нагрузок принято 2 в.

Расчеты были проведены способом, указанным в разд. 5б; потерями в железе и токами в короткозамкнутых щетках секциях ротора пренебрегалось.

На фиг. 265, а нанесены относительная скорость  $v$ , относительный ток  $i$  и коэффициент мощности в зависимости от относительного вращающего момента  $m$ . В качестве номинального момента принят вращающий момент, который имеет место при  $\alpha = 30^\circ$  и  $v = 1$ , а именно, по расчету  $M_N = 4,12 \text{ кгм}$ , причем ток составляет  $I_N = 34,8 \text{ а}$ . Это то же значение, которое мы рассчитаем в разд. 7б для случая, когда при двойных щетках скорость вращения регулируется сдвигом только одного щеточного устройства. То, что это значение хорошо совпадает с измеренным, показано в разд. 7с. Если мы сравним эти кривые с таковыми на фиг. 256, б, которые соответствуют прямолинейной магнитной характеристике и пренебрежению падениями напряжения и поэтому являются об-



Фиг. 265. а) Рабочие характеристики в зависимости от относительного вращающего момента  $m$  (—  $v$ , — — —  $i$ , — — —  $\cos \varphi$ ); б)  $E_S$  и  $E_{R1}$  в зависимости от относительной скорости вращения  $v$ ; в)  $i_A$  и  $m_A$  в зависимости от щеточного угла  $\alpha$ . Падения напряжения и магнитная характеристика учитываются.

общенными, то увидим, что последние, в основном, правильно отражают характер относительных величин и коэффициента мощности. На фиг. 265, а скоростные характеристики проходят, однако, несколько более полого и смещаются при  $\alpha < 30^\circ$  в сторону меньших, а при  $\alpha > 30^\circ$  в сторону больших вращающих моментов. У относительных токов получается наоборот. Это оказывает влияние также и на коэффициент мощности.

Фиг. 265, б представляет э. д. с.  $E_S$ , индуцируемую в обмотке статора, и э. д. с.  $E_{R1}$ , действующую между смежными коллекторными пластинами. При  $\alpha = 30^\circ$  и  $v = 1$  будет  $E_S = 63,1 \text{ в}$ ; это значение указано на характеристике фиг. 264 кружком. По э. д. с.  $E_{R1}$  мы можем приблизительно определить при  $v \leq 1$  добавочный момент  $M_k$ , вызванный токами в секциях ротора, перекрытых щетками. Если мы прибавим добавочный момент  $M_k + M_{v3}$ , найденный экспериментально для нашего двигателя на фиг. 346, б (разд. Н4б), к расчетному вращающему моменту, вызванному током ротора, то получатся указанные в нижней части фиг. 265, а пунктирные скоростные характеристики, из которых мы видим, что под влиянием токов в перекрытых щетками секциях ротора устойчивость двигателя улучшается.

Наконец на фиг. 265, в представлены еще пусковой момент ( $m_A$ ) и возникающий при этом ток ( $i_A$ ), оба приведенные к своим номинальным значениям (при  $\alpha = 30^\circ$  и  $v = 1$ ), в зависимости от щеточного угла  $\alpha$ . Если мы сравним

эти кривые с таковыми на фиг. 259, то можем установить, что при учете магнитной характеристики и падений напряжения относительный пусковой момент лишь немного, а возникающий при этом относительный ток несколько больше увеличиваются.

В разд. 7с рассматривается расчет с учетом потерь в железе и токов в секциях ротора, перекрытых щетками, и сравнивается с опытными данными. В разд. 7d показано также влияние на рабочие характеристики промежуточного трансформатора с большим намагничивающим током.

## 6. Геометрические места токов

Уравнение напряжений для последовательной машины с обозначениями по ур. (379а и b), если для сокращения еще положить

$$X_{\sigma_0} = X_{S\sigma} + X'_{L\sigma_0} + X_{1\sigma} + X'_{2\sigma}, \quad (384a)$$

будет

$$\dot{U} + [R + j(X_{\sigma_0} + sX'_{L\sigma v})] I = \dot{E}. \quad (384b)$$

Для фазы  $\dot{E}$  мы можем по фиг. 254, b записать:

$$\dot{E} = -E \frac{j}{I} e^{j\psi} = -E \frac{j}{I} (\cos \psi' + j \sin \psi'). \quad (384)$$

Выражение  $\dot{E}$  дается ур. (369а); выражение  $I$  мы получаем из ур. (365), если положим  $\Theta_\mu \approx \Theta_r$ , и по ур. (381). Если мы подставим полученные таким образом значения для  $\dot{E}$  в ур. (384b), то получим ток

$$I = \frac{\dot{U}}{R + (1-s)\ddot{u}X_{Sh} \sin \alpha + j\{(1-\ddot{u} \cos \alpha)X_{Sh} + X_{\sigma_0} + s[(\ddot{u} - \cos \alpha)\ddot{u}X_{Sh} + X'_{L\sigma v}]\}} \quad (385)$$

Для постоянных реактивных сопротивлений геометрическим местом является окружность, параметры которой определяются по ур. (37а до с), т. II, как

$$x_m = \ddot{u}X_{Sh} \sin \alpha \cdot U/N; \quad y_m = [(\ddot{u} - \cos \alpha)\ddot{u}X_{Sh} + X_{\sigma v}] \cdot U/N; \quad (386a \text{ и } b)$$

$$r = \sqrt{x_m^2 + y_m^2} \quad (386c)$$

при

$$N = 2 \{(R + \ddot{u}X_{Sh} \sin \alpha) [(\ddot{u} - \cos \alpha)\ddot{u}X_{Sh} + X_{\sigma v}] + [(1 - \ddot{u} \cos \alpha)X_{Sh} + X_{\sigma_0}]\ddot{u}X_{Sh} \sin \alpha\}, \quad (386d)$$

если  $U$  располагается по отрицательной оси ординат.

Для коэффициента трансформации  $\ddot{u} = 1$  на фиг. 266 такие окружности нанесены (сплошными линиями) для различных щеточных углов  $\alpha$ . При этом в основу положены значения сопротивлений двигателя, для которого нами были

рассчитаны характеристики в разд. 5е. Для переходного сопротивления щеток подставлено то значение, которое получается при  $2\alpha$  и номинальном токе  $I = 34,8$  а,  $R_B = 0,0575$  ом, а для реактивных сопротивлений те значения, которые соответствуют номинальному режиму ( $v = 1$ ,  $\alpha = 30^\circ$ ), отмеченному кружком на магнитной характеристике на фиг. 264. Таким образом, подставлено:  $R = 0,146$ ;  $X_{Sh} = 3,5$ ;  $X_{\sigma_0} = 0,145$ ;  $X'_{L\sigma v} = 0,067$  ом. Относительные скорости вращения  $v = 0$  и  $v = 1$  указаны кружками, а другие значения  $v$  — поперечными штрихами на сплошных окружностях. Геометрические места, которые получаются при учете магнитной характеристики (разд. 5d), нанесены на фиг. 266 штриховыми линиями.

По ур. (386а до d) были рассчитаны также изображенные на фиг. 253 геометрические места токов для  $\ddot{u} = 1$  и  $R = X_{\sigma_0} = X_{L\sigma v} = 0$ .

## 7. Регулирование сдвигом только одного щеточного устройства при двойных щетках

**а. Полностью устойчивый двигатель.** В разд. 2 до 6 мы предполагали, что щетки сдвигаются все вместе. Теперь рассмотрим регулирование скорости вращения, когда при шестищеточном включении сдвигается только одно из двух щеточных устройств, а другое остается по оси статорной обмотки (см. фиг. 243). Угол сдвига щеток должен быть тогда вдвое большим ( $2\alpha$ ) с тем, чтобы магнитная ось обмотки ротора сдвигалась на угол  $\alpha$  (см. разд. A2d и B1). При сдвиге щеток меняется также и коэффициент трансформации. Если мы обозначим через  $\ddot{u}_0$  коэффициент трансформации при щеточном угле  $2\alpha = 0$ , то по фиг. 222, *b* и *c* соответствующий коэффициент трансформации будет:

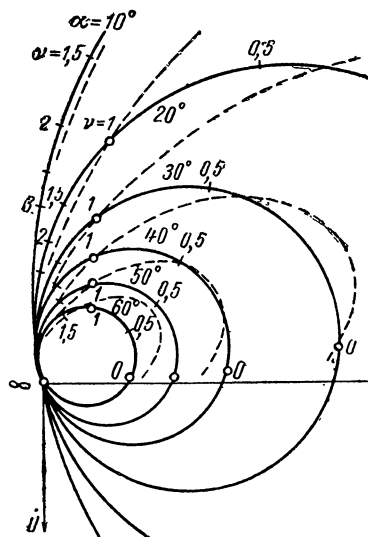
$$\ddot{u} = \ddot{u}_0 \cos \alpha. \quad (387)$$

За исключением уравнений для приведенных величин в конце разд. 4а, уравнения в разд. 2 до 6 сохраняют свою справедливость, если для  $\ddot{u}$  мы подставляем значение по ур. (387).

Для  $\ddot{u}_0 = 1$

$$\ddot{u} = \cos \alpha. \quad (388)$$

Это есть условие устойчивости, которое в данном случае выполняется для всех щеточных углов [см. ур. (378а)]. Если мы подставим это значение для  $\ddot{u}$  в ур. (375) и (374), то получим относи-



Фиг. 266. Геометрические места для  $I$  при различных  $\alpha$ ; — — — с учетом магнитной характеристики.



тельный вращающий момент

$$m = \frac{M}{M_N} = \frac{\operatorname{tg} \alpha_N}{\operatorname{tg} \alpha [1 - s(2 - s) \cos^2 \alpha]} \quad (388a)$$

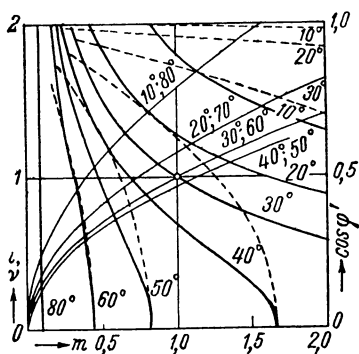
и относительный ток

$$i = \frac{I}{I_N} \sqrt{m \frac{\sin \alpha_N \cos \alpha_N}{\sin \alpha \cos \alpha}} = \sqrt{m \frac{\sin 2\alpha_N}{\sin 2\alpha}}. \quad (388b)$$

Коэффициент мощности получается по ур. (372a) как

$$\cos \psi' = \frac{(1 - s) \cos \alpha}{\sqrt{1 - s(2 - s) \cos^2 \alpha}}. \quad (388c)$$

На фиг. 267 в предположении прямолинейной магнитной характеристики и пренебрежении падениями напряжения представлены относительная скорость вращения  $v = 1 - s$ , относительный ток  $i$



Фиг. 267. Регулирование сдвигом только одного щеточного устройства. Параметр  $\alpha$ .

и коэффициент мощности  $\cos \psi' = \cos \psi$  в зависимости от относительного вращающего момента при различных углах сдвига  $\alpha$  оси ротора из положения короткого замыкания. Предел устойчивости совпадает здесь с осью абсцисс и, следовательно, работа во всей области является устойчивой. Ур. (388) соответствует также (см. разд. 2b) наилучшему образованию вращающего момента. Таким образом, одновременно обеспечивается устойчивость и хороший коэффициент полезного действия. Это является преимуществом регулирования сдвигом одного из двух щеточных устройств по сравнению с регулированием

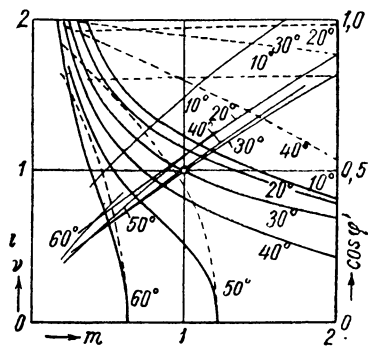
путем сдвига всех щеток. Такое преимущество покупается, однако, существенным ухудшением коэффициента мощности (см. фиг. 267 и 256, b).

Устойчивость двигателя имеет значение только при малых скоростях вращения и больших щеточных углах  $2\alpha$ , но не при высоких скоростях вращения. Поэтому рекомендуется выбирать коэффициент трансформации при диаметральной позиции щеток [ $i_0$  в ур. (387)] несколько превышающим единицу. Хотя при высоких скоростях вращения, при которых устойчивость двигателя всегда оказывается обеспеченной, можно было бы неподвижные щетки сдвигать в направлении улучшения коэффициента мощности; регулирующее устройство из-за этого, однако, значительно бы усложнилось.

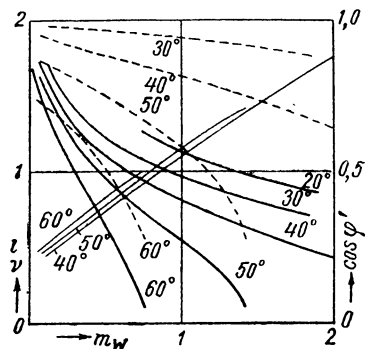
**б. Учет магнитной характеристики и падений напряжения.** В основу расчета мы положим выполненный четырехполюсный двигатель для  $\sqrt{3}U =$

$= 120$  в напряжения на зажимах при 50 гц и мощностью 5,5 квт при примерно 1300 об/мин, который предназначен для регулирования скорости в пределах 375 до 1875 об/мин ( $0,25 \leq v \leq 1,25$ ). Двигатель имеет на статоре обычную трехфазную обмотку переменного тока с  $q = 3$  и  $w_1 = 39$  витками на фазу, а в роторе одноходовую волновую обмотку, которая при одной мертвой секции располагается в 46 пазах по 6 проводников в пазу. Число пластин коллектора  $k = 137$ , шаги обмотки  $y_1 = 36$ ,  $y = 69$ . Диаметр коллектора составляет 180 мм; каждый из  $2 \times 6$  щеточных болтов обеих щеточных траверс имеет по одной щетке марки QS с контактной поверхностью  $0,8 \times 3$  см<sup>2</sup>. Магнитная характеристика  $E_S(I_\mu)$  была уже представлена нами на фиг. 264.

При расчете характеристик по методике, указанной в разд. 4б, мы предполагали непосредственное последовательное включение обмоток статора и



Фиг. 268. Как и фиг. 267, но падения напряжения и магнитная характеристика учтены; без промежуточного трансформатора.



Фиг. 269. Опытные рабочие характеристики в зависимости от относительного вращающего момента  $m_w$  на валу, без промежуточного трансформатора.

ротора (т. е. без промежуточного трансформатора). Коэффициент трансформации двигателя в этом случае при диаметрально положении щеток ( $2\alpha = 0$ ) равен  $\dot{u}_0 = 1,162$ . Для упрощения расчета подставим для коэффициентов рассеяния в зазоре статорной и роторной обмоток средние значения, которые могут быть рассчитаны, как у асинхронных машин.

Для статорной обмотки активное сопротивление  $R_S = 0,038$  ом, реактивное сопротивление пазового и лобового рассеяния  $X_{SN+S} = 0,067$  ом, коэффициент рассеяния в зазоре  $\sigma_{S0} = 0,0141$ ; следовательно,  $X_{S0} = 0,0141 \times X_{Sh}$ , причем  $X_{Sh} = E_S/I_\mu$  следует брать по магнитной характеристике (фиг. 264).

Для роторной обмотки при  $2\alpha = 0$  активное сопротивление  $R_{LW} = 0,068$  ом, реактивное сопротивление пазового и лобового рассеяния  $X_{LN+S} = 0,08$  ом. Уменьшение этих обоих сопротивлений с увеличением щеточного угла  $2\alpha$  учитывается по фиг. 215. Среднее значение коэффициента рассеяния в зазоре  $\sigma_{L0} = 0,0078$ ; следовательно,  $X_{L0} = \sigma_{L0} X_{Lh} = \sigma_{L0} X_{Sh} \dot{u}_0^2 \cos^2 \alpha = 0,0105 X_{Sh} \cos^2 \alpha$ . Полное реактивное сопротивление рассеяния  $X_{L0}$ , которое получается при каждом положении щеток, разлагается на две части, на часть, не зависящую от скольжения  $X_{L0} \approx 0,2 X_{L0}$ , и на часть, пропорциональную скольжению  $s X_{L0} = 0,8 X_{L0}$ . Падение напряжения в переходном сопротивлении щеток принимается 2 в.

На фиг. 268 нанесены относительная скорость, относительный ток и коэффициент мощности в зависимости от относительного вращающего момента. Сравним эти кривые с таковыми на фиг. 267, которые действительны для  $\bar{y} = 1$ . Как и следовало ожидать, кривые на фиг. 268 из-за учета магнитной характеристики проходят выше и коэффициент мощности из-за увеличения  $\bar{y}_0$  от 1 до 1,162 становится лучше. При  $\alpha = 20^\circ$  и  $10^\circ$  реактивный намагничивающий ток отдается в сеть (см. влияние  $\bar{y}$  на фиг. 256, *b* и *c*). Известное влияние на кривые на фиг. 268 имеет, конечно, также учет падений напряжения, которым на фиг. 267 пренебрегалось. При  $\alpha = 30^\circ$  и  $v = 1$  расчетные значения вращающего момента и тока получают здесь те же значения  $M_N = 4,12 \text{ кгм}$  и  $I_N = 34,8 \text{ а}$ , что и на фиг. 256, *a*, которая соответствует случаю, когда об а щеточных устройств для регулирования скорости вращения сдвигаются вместе.

**с. Сравнение с опытом.** На фиг. 269 представлены снятые экспериментально рабочие характеристики при непосредственном последовательном включении обмоток статора и ротора в зависимости от вращающего момента, измеренного на валу. При этом измеренный на валу момент  $M_W$  и ток  $I$  приведены к полученным расчетным путем номинальным значениям  $M_N = 4,12 \text{ кгм}$  и  $I_N = 34,8 \text{ а}$ . При  $\alpha = 20^\circ$  возникает рассмотренное в разд. G3 явление самовозбуждения, так что скорость вращения не могла быть поднята выше  $n = 1,25 n_1$  (см. также разд. 7d). Из-за сильных качаний тока этот ток, а также коэффициент мощности не определялись и на фиг. 269 отсутствуют. Ток для  $\alpha = 30^\circ$  не нанесен, так как он лишь немного меньше, чем при  $\alpha = 40^\circ$ .

При сравнении фиг. 268 и 269 нужно обратить внимание, что на фиг. 268 представлен вращающий момент, развиваемый в машине током ротора  $I$ , а на фиг. 269 вращающий момент, измеренный на валу, и что на фиг. 268 пренебрегается потерями в железе и влиянием токов в короткозамкнутых секциях ротора. При синхронной скорости вращения это влияние на скорость вращения должно было бы исчезать. Если мы перенесем кривые на фиг. 268 на прозрачную бумагу и наложим ее на фиг. 269, то, сдвигая калку в направлении отрицательных абсцисс на  $m_v \approx 0,09$ , можно установить, что все расчетные характеристики скорости вращения (естественно, кроме  $\alpha = 20^\circ$ ) при относительной скорости  $v = 1$  пересекаются с опытными; то же справедливо приблизительно для токов и коэффициентов мощности  $\cos \psi'$ . Таким образом, момент потерь при скорости вращения  $n = n_1 = 1500 \text{ об/мин}$  равен примерно  $M_v = 0,09 \cdot 4,12 = 0,37 \text{ кгм}$ .

Сначала сравним расчетные и опытные величины при номинальном режиме ( $v = 1$ ,  $\alpha = 30^\circ$ ). Момент потерь складывается из составляющих, которые соответствуют потерям на трение и вентиляцию  $Q_{RL}$ , потерям на трение щеток  $Q_B$  и добавочным потерям в железе  $Q_{Ez}$ , покрываемым механическим путем. Эти отдельные потери, согласно разд. I1e, т. IV, были определены экспериментально. При  $n = 1500 \text{ об/мин}$  получилось  $Q_{RL} = 197 \text{ вт}$  (двигатель имеет шариковые подшипники). Потери на трение щеток могли быть определены только грубо приближенно, так как они сильно колеблются в зависимости от состояния коллектора и щеток, а также от токовой нагрузки щеток. При отсутствии тока через щетки,  $Q_B$  находилась между пределами 240 и 420 вт. При нагрузке током они значительно меньше (см. разд. I A7e); мы оценим их здесь как 250 вт. Добавочные потери  $Q_{Ez}$  зависят от э. д. с.  $E_S$ , которая при  $\alpha = 30^\circ$  была рассчитана как  $E_S = 63,1\text{в}$  (см. фиг. 265, *b*). При этой э. д. с. и  $n = 1500 \text{ об/мин}$  было определено  $Q_{Ez} = 123 \text{ вт}$ . Таким образом, при  $n = 1500$  и  $\alpha = 30^\circ$ ,  $Q_{RL} + Q_B + Q_{Ez} = 570 \text{ вт}$ , причем по ур. (184b), т. I, момент потерь получается  $M_v = 0,974 \cdot 570/1500 = 0,37 \text{ кгм}$ .

С другой стороны, при  $n = 1500 \text{ об/мин}$  и  $\alpha = 30^\circ$  было рассчитано  $M = 4,12 \text{ кгм}$ , а измерено  $M_W = 3,75 \text{ кгм}$ . Разность дает точно так же  $M_v = 0,37 \text{ кгм}$ , т. е. очень хорошее совпадение между расчетной и опытной величинами. При  $n = 1500 \text{ об/мин}$  и  $\alpha = 30^\circ$  полный ток равен  $I = 37 \text{ а}$ , т. е. несколько больше, чем расчетный ток  $I = 34,8 \text{ а}$ . Однако он содержит еще и

ток потерь  $I_v$ , который при синхронной скорости вращения практически соответствует потерям в железе  $Q_{E_1}$  статора и которыми при расчете мы пренебрегли;  $Q_{E_1}$  было определено экспериментально как 205 *вт*;  $I_v$  находится в противофазе с  $\dot{U}$  и составляет  $I_v = 205/3 \cdot 69,3 \approx 1$  *а*, так что расчетный ток отличается от измеренного только на 3%. Расчетный коэффициент мощности при  $v = 1$  и  $\alpha = 30^\circ$  совпадает с измеренным  $\cos \varphi' = 0,95$ .

Худшее совпадение между расчетом и опытом, чем оно было только что показано для  $v = 1$  и  $\alpha = 30^\circ$ , мы получаем при других скоростях вращения, а именно, здесь получаются такие же отклонения, какие мы уже видели у репульсионного двигателя (разд. ID4a). Расчетные скоростные характеристики, особенно при малых щеточных углах, проходят значительно круче, нежели опытные, а расчетный коэффициент мощности при  $v < 1$  меньше, а при  $v > 1$  больше, чем опытный. Эти отклонения при малых скоростях вращения могут объясняться, главным образом, токами в секциях ротора, перекрытых щетками, а при больших скоростях вращения, главным образом, большим моментом потерь. Мы покажем это при некоторых выше- и нижесинхронной скоростях вращения, при которых эти отклонения особенно велики.

При  $v = 1,5$  ( $n = 2250$  об/мин) и  $\alpha = 30^\circ$  было рассчитано  $M = 1,76$  *кгм*,  $I = 21$  *а*,  $\cos \varphi' = 0,993$ ,  $E_S = 44,8$  *в* и измерено  $M_W = 0,97$  *кгм*,  $I = 20,8$  *а*,  $\cos \varphi' = 0,978$ . Рассчитаем сначала момент потерь без измеренных потерь в железе;  $Q_{RL} + Q_B + Q_{Ez} = 620 + 600 + 116 = 1336$  *вт*. Он будет  $M_v = 0,974 \cdot 1336/2250 = 0,58$  *кгм*. Потери на трение щеток мы полагаем при этом 600 *вт*; согласно опыту они растут несколько быстрее, нежели пропорционально скорости вращения и должны подставляться несколько большими, чем при номинальном токе, поскольку токовая нагрузка щеток уменьшается.

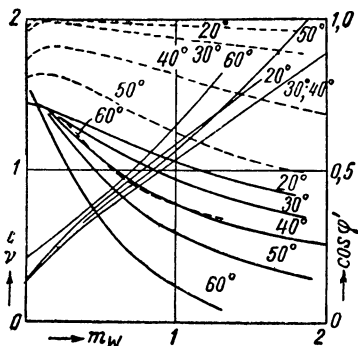
Мы получаем  $M_W + M_v = 0,97 + 0,58 = 1,55$  *кгм*. Эта сумма должна была бы быть равна развиваемому в машине вращающему моменту, который содержит, однако, еще также вращающий момент, вызванный токами в короткозамкнутых секциях ротора,  $M_k$  и вращающий момент  $M_{v2}$ , соответствующий потерям в железе ротора. Следовательно,  $M_i = M + M_k + M_{v2}$ , где при выше-синхронной скорости вращения  $M_k + M_{v2}$  отрицательно. Э. д. с., действующая между смежными коллекторными пластинами, при пренебрежении э. д. с. коммутации, будет  $\mathcal{E}_{R1} = E_S \bar{u}_k \cdot |s| = 44,8 \cdot 0,0534 \cdot 0,5 \approx 1,2$  *в*. При этом на фиг. 346, *б*, на которой представлена определенная экспериментально сумма  $M_k + M_{v2}$ , мы находим  $M_k + M_{v2} = -0,08$  *кгм* и получаем  $M_i = 1,76 - 0,08 = 1,68$  *кгм* вместо  $M_W + M_v = 1,55$  *кгм*. Разница составляет 0,13 *кгм*, т. е. около 3% от номинального момента 4,12 *кгм*.

Расчетный ток лишь незначительно больше, чем измеренный. Эта малая разница может объясняться током потерь  $I_v = I_{v1} + I'_k + I_{v2}$  (см. фиг. 320, *б*);  $I_{v1}$  соответствует потерям в железе  $Q_{E_1}$  статора, которые составляют 91 *вт*;  $I_{v1} = 0,68$  *а*;  $I'_k + I_{v2}$  рассчитывается по ур. (360) и (361) и составляет  $I'_k + I_{v2} = -0,92$  *а*. При этом будет  $I_v = -0,24$  *а*;  $I_v$  находится в фазе с  $\dot{E}$ , т. е. приблизительно в фазе с  $\dot{U}$ . Если мы вычтем его из расчетного тока  $\dot{I} = 21$  *а*, то получим совпадение с измеренным током  $I = 20,8$  *а*. Коэффициент мощности тогда практически равен измеренному. При более точно рассчитанном токе получается и несколько меньший расчетный вращающий момент, так что совпадение между расчетом и опытом становится еще лучше.

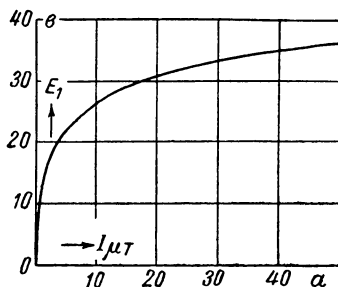
При  $v = 0,25$  ( $n = 375$  об/мин) и  $\alpha = 50^\circ$  было рассчитано  $M = 4,92$  *кгм*,  $I = 43,1$  *а*,  $\cos \varphi' = 0,197$ ,  $E_S = 79,6$  *в* и измерено  $M_W = 5,57$  *кгм*,  $I = 48,6$  *а*,  $\cos \varphi' = 0,385$ . Из измеренных отдельных потерь  $Q_{RL} + Q_B + Q_{Ez} = 4,1 + 60,0 + 21,9 = 86$  *вт* получаем  $M_v = 0,22$  *кгм*. Следовательно,  $M_W + M_v = 5,79$  *кгм*. При  $\mathcal{E}_{R1} = 79,6 \cdot 0,0534 \cdot 0,75 = 3,18$  *в* получаем по фиг. 346, *б*:  $M_k + M_{v2} = 0,82$  *кгм* и  $M + M_k + M_{v2} = 5,74$  *кгм*. Маленькая разница между  $M_W + M_v$  и  $M + M_k + M_{v2}$  оказывается 0,05 *кгм*, т. е. составляет около 1% от номинального момента. При  $Q_{E_1} = 354$  *вт* мы получаем  $I_{v1} = 1,48$  *а*,

а по  $M_k + M_{v2}$  будет  $I'_k + I_{v2} = 4,9$  а; таким образом,  $I_v = 6,38$  а. Ток  $I_v$  находится в противофазе с  $E$ , и, будучи векторно прибавлен к расчетному току, дает ток двигателя  $I = 48,2$  а, удовлетворительно совпадающий с опытом. Коэффициент мощности возрастает с 0,197 до 0,31 и приближается к измеренному значению 0,39.

**д. Влияние промежуточного трансформатора.** На фиг. 270 представлены, наконец, опытные данные при наличии промежуточного трансформатора.



Фиг. 270. Опытные рабочие характеристики при наличии промежуточного трансформатора.



Фиг. 271. Магнитная характеристика промежуточного трансформатора.

Трансформатор имеет коэффициент трансформации 1 : 1, так что  $\dot{u}$  из-за трансформатора не меняется. Его магнитная характеристика изображена на фиг. 271. Мы видим рассмотренное уже в разд. 5с влияние промежуточного трансформатора в сильном уплощении скоростных характеристик и узком ограничении скоростей вращения при холостом ходе (ср. фиг. 270 с 269). Промежуточный трансформатор сказывается также в направлении повышения устойчивости двигателя.

При включении промежуточного трансформатора при  $\alpha = 20^\circ$  не возникает явление самовозбуждения; таким образом, промежуточный трансформатор является благоприятным также для уничтожения самовозбуждения (см. разд. НЗ).

## 8. Уничтожение искрения

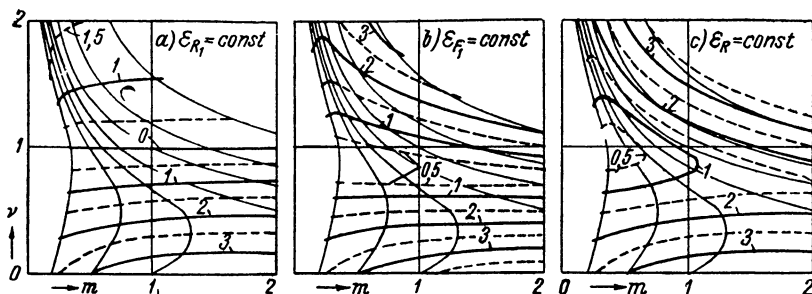
**а. В пренебрежении высшими гармоническими.** Если наряду с высшими гармоническими э. д. с., индуцированной в короткозамкнутых секциях ротора, мы пренебрежем сперва также и э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_w$ , то в короткозамкнутых секциях ротора действует только э. д. с., индуцированная вращающимся полем, действующее значение которой

$$\mathcal{E}_{R1} = s E_s \ddot{u}_k \quad \text{при} \quad \ddot{u}_k = \frac{\omega_k \xi_k}{\omega_s^2 s}, \quad (389 \text{ а и б})$$

где  $\ddot{u}_k$  — коэффициент трансформации между цепью короткого замыкания и обмоткой статора;  $\omega_k$  — число витков между смежными коллекторными пластинами [ур. (7)];  $\xi_k$  — обмоточный коэффициент,

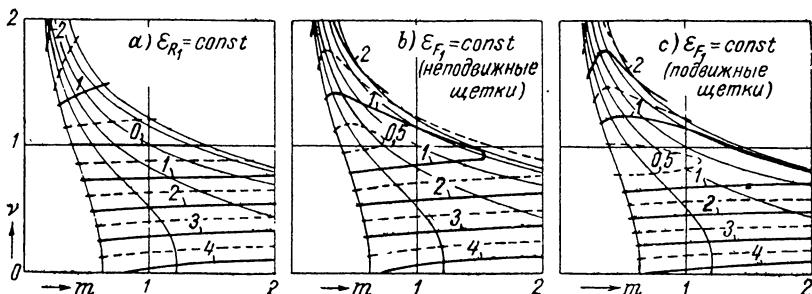
который, как правило, и при хордовой обмотке на роторе лишь незначительно отличается от единицы.

У последовательного двигателя, для которого в разд. 7b мы получили приближенные данные, при регулировании смещением только одного из двух щеточных устройств по ур. (389b) будет  $u_R = 2 \cdot 0,997 / (39 \cdot 0,96) = 0,0534$ .



Фиг. 272. Кривые постоянной э. д. с. одной секции ротора; сдвигаются все щетки;  $q_L = q_S = 3$ ;  $\bar{u} = 1$ ; параметр в  $\epsilon$ : а)  $\mathcal{E}_{R_1}$ ; б)  $\mathcal{E}_{F_1} = |\mathcal{E}_{R_1} + \mathcal{E}_W|$ ; в)  $\mathcal{E}_R = \sqrt{\mathcal{E}_{R_1}^2 + \mathcal{E}_W^2}$ .

В примере расчета двигателя, который регулируется путем смещения всех щеток, мы представляли себе роторную обмотку перемотанной с коэффициента трансформации  $\bar{u}_0 = 1,162$  на  $\bar{u} = 1$ . Таким образом, для этого двигателя нужно подставлять  $u_z = 0,0534 / 1,162 = 0,0459$ ;  $\mathcal{E}_{R_1}$  мы представили уже на фиг. 265, б. Если мы нанесем  $\mathcal{E}_{R_1}$  в плоскости  $v, m$  скоростных характеристик (фиг. 265, а) и соединим точки с одинаковыми значениями  $\mathcal{E}_{R_1}$ , то получим



Фиг. 273. Как и на фиг. 272, а, но одно щеточное устройство неподвижно;  $\bar{u}_0 = 1,162$ : а)  $\mathcal{E}_{R_1}$ ; б)  $\mathcal{E}_{F_1}$  для неподвижных; в)  $\mathcal{E}_{F_1}$  для подвижных щеток.

кривые постоянной э. д. с.  $\mathcal{E}_{R_1}$ , которые представлены на фиг. 272, а для нашего двигателя с коэффициентом трансформации  $\bar{u} = 1$  между роторной и статорной обмотками. Фиг. 273, а показывает соответствующие кривые для двигателя с коэффициентом трансформации  $\bar{u}_0 = 1,162$  (разд. 7b), если одно щеточное устройство остается по оси статорной обмотки, а другое сдвигается для регулирования. Более высокие значения  $\mathcal{E}_{R_1}$  по отношению фиг. 272, а обусловлены большим числом витков обмотки ротора. Тонкими линиями указаны скоростные характеристики.

Если мы прибавим к  $\dot{\mathcal{E}}_{R_1}$  э. д. с. коммутации  $\dot{\mathcal{E}}_W$ , то получим результирующую э. д. с. при пренебрежении высшими гармоническими. Сложение э. д. с.  $\dot{\mathcal{E}}_{R_1}$  и  $\dot{\mathcal{E}}_W$  было рассмотрено подробно в разд. А7с, причем фазовый угол  $\psi_L$  между  $\dot{E}$  и  $I$  мы предполагали известным. При принятой на фиг. 228, *b* положительной оси секции ротора, перекрытой щетками, у двигателя с регулированием посредством сдвига в с е х щеток  $\mathcal{E}_{R_1}$  отстает по фазе от  $\dot{E}_L$  на четверть периода. По фиг. 228, *c'* и *d'* мы получаем

$$\dot{\mathcal{E}}_{F_1} = \sqrt{\dot{\mathcal{E}}_{R_1}^2 + \dot{\mathcal{E}}_W^2 \mp 2\dot{\mathcal{E}}_{R_1}\dot{\mathcal{E}}_W \cos \psi_L}, \quad (309a)$$

где верхний знак соответствует нижесинхронной, а нижний вышесинхронной скорости вращения.

Если, однако, одно щеточное устройство остается неподвижным по оси статорной обмотки, тогда как другое сдвигается на угол  $2\alpha$  из положения короткого замыкания, то (см. фиг. 214, *a* и 104)  $\dot{\mathcal{E}}_{R_1}$  для секций ротора, перекрытых неподвижными щетками, отстает от  $\dot{E}_L$  на угол  $\pi/2 - \alpha$ , а для секций ротора, перекрытых подвижными щетками, отстает от  $\dot{E}_L$  на угол  $\pi/2 + \alpha$ . Мы получаем при этом

$$\dot{\mathcal{E}}_{F_1} = \sqrt{\dot{\mathcal{E}}_{R_1}^2 + \dot{\mathcal{E}}_W^2 \mp 2\dot{\mathcal{E}}_{R_1}\dot{\mathcal{E}}_W \sin(\psi_L \mp \alpha)}, \quad (390b)$$

где знак «—» перед  $\alpha$  соответствует неподвижным, а знак «+» подвижным щеткам, знак «—» перед  $2\dot{\mathcal{E}}_{R_1}\dot{\mathcal{E}}_W \sin(\psi_L \mp \alpha)$  нижесинхронной, а знак «+» вышесинхронной скорости вращения.

Для нашего двигателя мы считаем, если для регулирования щетки сдвигаются все вместе, э. д. с. коммутации примерно равной  $\dot{\mathcal{E}}_W = 0,02vI$  [при  $v = 1$  и  $I = 34,8$  а и при  $\zeta = 5,65$ ,  $\omega_k = 2$ ,  $v_A = 1768$  см/сек,  $A = 135$  а/см и  $l_i = 13$  см по ур. (318)  $\dot{\mathcal{E}}_W = 0,7$  в]. При этом значении  $\dot{\mathcal{E}}_W$  рассчитана э. д. с.  $\dot{\mathcal{E}}_{F_1} = |\dot{\mathcal{E}}_{R_1} + \dot{\mathcal{E}}_W|$  и представлена на фиг. 272, *b* кривыми постоянной э. д. с. в плоскости  $v$ ,  $m$ .

Если для регулирования сдвигается только одно из двух щеточных устройств, э. д. с. коммутации оказывается вообще меньше, так как по разд. А7bу секции ротора, перекрытые щетками одной фазы, влияют меньше или совсем не влияют друг на друга. В предельном положении  $2\alpha = 60^\circ$  ось подвижных щеток одной фазы совпадает с осью щеток другой фазы, так что перекрытые этими щетками секции ротора снова оказывают влияние друг на друга. Если мы пренебрежем этим влиянием и положим, принимая во внимание большее число витков ротора ( $\dot{M}_0 = 1,162$ ) для всех положений щеток  $\dot{\mathcal{E}}_W = 0,017vI$  (при  $v = 1$  и  $I = 34,8$  а тогда  $\dot{\mathcal{E}}_W = 0,59$  в), то получим кривые постоянной э. д. с. искрения  $\dot{\mathcal{E}}_{F_1}$  на фиг. 273, *b* для неподвижных и на фиг. 273, *c* для подвижных щеток, перекрывающих секции ротора. Для нижесинхронных скоростей вращения хуже ведут себя секции ротора, перекрытые неподвижными щетками, а для вышесинхронных скоростей вращения секции, перекрытые подвижными щетками.

**б. Влияние высших гармонических.** В разд. А8 мы исследовали влияние высших гармонических кривой поля на высшие гармонические э. д. с.  $\mathcal{E}_R$ , а в подразделе б рассмотрели таковые, вызванные

высшими гармоническими от распределения обмотки, которыми мы здесь и ограничимся. При этом предполагалось, что ток в статорной обмотке может так устанавливаться, что вызванная нагрузочными токами основная гармоническая кривой возбужденного поля исчезает, как это имеет место у шунтовых машин. У последовательной машины ток статора протекает также через обмотку ротора или находится в постоянном соотношении с этим током, если мы пренебрегаем намагничивающим током промежуточного трансформатора.

Если мы подставим в ур. (181), т. I,  $\omega_s$  вместо  $\omega$  и  $\xi_{S_v}$  вместо  $\xi_v$ , то получим кривую возбужденного поля обмотки статора. Для обмотки ротора мы должны подставить в ур. (181) при совпадении осей обмоток статора и ротора (т. е. если у двигателя со сдвигом всех щеток  $\alpha = 180^\circ$ ) и том же токе  $I$  вместо  $\omega$  число витков  $\omega_L = \ddot{u} \omega_s \xi_{S_1} / \xi_{L_1}$  [при  $\omega_1 = \omega_2$ , см. ур. (363)] и  $\xi_{L_v}$  вместо  $\xi_v$ . Если щетки сдвигаются из положения короткого замыкания на произвольный угол  $\alpha$ , то получим кривую возбужденного поля обмотки ротора, если положим еще  $x + (\pi - \alpha) \tau / \pi$  вместо  $x$ , или взятую отрицательной кривую возбужденного поля, если положим  $x - \alpha \tau / \pi$  вместо  $x$ .

Если мы сложим кривые возбужденного поля от статора и ротора, то получится результирующая кривая возбужденного поля. Знаки отдельных гармонических изменяются по определенному закону, на котором нам здесь нет необходимости останавливаться. Для  $v$ -й гармонической кривой возбужденного поля мы получаем:

$$f(x)_v = \pm \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega_s \xi_{S_1}}{p} \frac{I}{v} \left[ \frac{\xi_{S_v}}{\xi_{S_1}} \sin \left( \omega t \mp v \frac{x\pi}{\tau} \right) - \ddot{u} \frac{\xi_{L_v}}{\xi_{L_1}} \sin \left( \omega t \mp v \frac{x\pi}{\tau} \pm v\alpha \right) \right]. \quad (391)$$

Фазовый угол между амплитудами составляющих результирующей амплитуды  $A_v$ , вызванных статором ( $S_v$ ) и ротором ( $L_v$ ), равен  $v\alpha$ . Таким образом, мы получаем амплитуду  $v$ -й гармонической результирующей кривой возбужденного поля как (см. фиг. 229):

$$A_v = \sqrt{S_v^2 + L_v^2 - 2S_v L_v \cos v\alpha} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega_s \xi_{S_1}}{p} \frac{I}{v} \sqrt{\left( \frac{\xi_{S_v}}{\xi_{S_1}} \right)^2 + \ddot{u}^2 \left( \frac{\xi_{L_v}}{\xi_{L_1}} \right)^2 - 2\ddot{u} \frac{\xi_{S_v}}{\xi_{S_1}} \frac{\xi_{L_v}}{\xi_{L_1}} \cos v\alpha}, \quad (392a)$$

или приведенную к амплитуде результирующей основной гармонической:

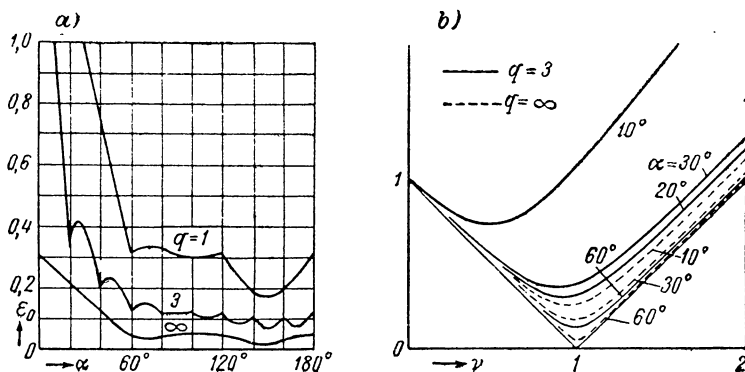
$$\frac{A_v}{A_1} = \frac{1}{v} \sqrt{\frac{(\xi_{S_v}/\xi_{S_1})^2 + \ddot{u}^2 (\xi_{L_v}/\xi_{L_1})^2 - 2\ddot{u} (\xi_{S_v}/\xi_{S_1}) (\xi_{L_v}/\xi_{L_1}) \cos v\alpha}{1 + \ddot{u}^2 - 2\ddot{u} \cos \alpha}}. \quad (392)$$



Если мы ограничимся для наглядности рассмотрением случая, когда  $\ddot{u} = 1$  и  $\xi_{L_v} = \xi_{S_v}$ , то ур. (392) преобразуется в

$$\frac{A_v}{A_1} = \frac{1}{v} \frac{\xi_{S_v}}{\xi_{S_1}} \sqrt{\frac{1 - \cos v\alpha}{1 - \cos \alpha}} = \frac{1}{v} \frac{\xi_{S_v}}{\xi_{S_1}} \frac{\sin v\alpha/2}{\sin \alpha/2}. \quad (393)$$

Это уравнение заменяет теперь ур. (322а) в разд. А8а, которое справедливо только для обмотки статора. По сравнению с тем уравнением оно содержит еще коэффициент  $(\sin v\alpha/2)/(\sin \alpha/2)$ . При этом получаются также и уравнения вплоть до ур. (324) в разд. А8а. Мы учитываем здесь также лишь последний член с  $1/v^2$  у знака суммы в ур. (324а). Тогда мы получаем отношение суммы квадратов всех действующих значений  $\mathcal{E}_{R_v}$  к квадрату действующего значения  $\mathcal{E}_{R_{1,0}}$ ,



Фиг. 274. а)  $\varepsilon_0$  [ур. (394)] при синхронной скорости вращения в зависимости от  $\alpha$ , если  $\xi_{L_v} = \xi_{S_v}$  и  $q = q_S = q_L = 1, 3$  и  $\infty$ ; б)  $\varepsilon$  в зависимости от  $v$  при  $q = 3$  и  $\infty$  и различных  $\alpha$ .

которая индуктировалась бы результирующей основной гармонической при неподвижном роторе, как

$$\varepsilon_0^2 = \sum_{v=5, 7, 11, \dots} \left( \frac{\mathcal{E}_{R_v}}{\mathcal{E}_{R_{1,0}}} \right)^2 \approx (1-s)^2 \sum_{v=5, 7, 11, \dots} \frac{1}{v^2} \left[ \frac{\xi_{S_v}}{\xi_{S_1}} \frac{v}{\xi_{S_1}} \frac{\sin v\alpha/2}{\sin \alpha/2} \right]^2. \quad (394)$$

Ряд сходится для общего случая лишь медленно, но можно считать с любой точностью остаточный член.

Как результат расчета на фиг. 274, а представлено  $\varepsilon_0$  при синхронной скорости вращения ( $s = 0$ ) и диаметральной обмотке ( $\zeta_v = 1$ ) для  $q = q_S = q_L = 3$  и для предельных случаев  $q = 1$  и  $q = \infty$ . Для  $q = \infty$  будет  $\xi_{S_v}/\xi_{S_1} = 1/v$ ,

$$\varepsilon_{q=\infty} \approx (1-s) \sqrt{\sum_{v=5, 7, 11, \dots} \frac{1}{v^4} \left( \frac{\sin v\alpha/2}{\sin \alpha/2} \right)^2}. \quad (395)$$

Значение при  $60^\circ$  повторяется при щеточных углах  $90^\circ$ ,  $120^\circ$  и  $180^\circ$ , так как для этих углов  $|(\sin v\alpha/2)/(\sin \alpha/2)| = 1$ . Интервалы видны на рисунке из положений разрывов производных, которые соответствуют каждый раз пазовым

делениям и составляют  $60^\circ$  при  $q = 1$  и  $20^\circ$  при  $q = 3$ . Фиг. 274, *b* показывает для  $q = 3$  и  $q = \infty$  приведенную э. д. с.  $\varepsilon = \sqrt{\varepsilon_0^2 + s^2}$  [ур. (324)] для некоторого щеточного угла  $\alpha$  в зависимости от относительной скорости вращения  $v$ .

Вывод для э. д. с., индуцированной высшими гармоническими кривой возбужденного поля, справедлив для заданной секции ротора, тогда как для искрения под щетками определяющей является э. д. с. секций ротора, каждый раз перекрытых щетками. Действующее значение всех этих э. д. с., согласно исследованиям [Л. 217с], еще несколько больше; при  $q = 3$  примерно на 23% больше значений по фиг. 274, *a*.

Из фиг. 274, *a* и *b* мы видим, что влияние высших гармонических кривой возбужденного поля на  $\varepsilon$  значительно только при малых щеточных углах (примерно  $\alpha < 20^\circ$ ), при которых, однако, величина  $\mathcal{E}_{R_{1,0}}$ , к которой приводится  $\mathcal{E}_{R_1} + \mathcal{E}_{R_0}$ , также относительно мала. При сравнении с шунтовой машиной нужно еще обратить внимание, что в ур. (394) больше не входит отношение  $h = I_{Lw}/I_\mu$  [ур. (331)]. При  $\alpha = 60^\circ$   $\varepsilon$  еще столь же мало, как и у шунтовой машины при отсутствии тока в роторе. Мы видим, таким образом, что у последовательного двигателя  $\varepsilon_0$  становится заметным далеко не в такой большой мере, как у шунтовой машины [Л. 217с].

Фиг. 272, *c* содержит, наконец, кривые постоянных действующих значений э. д. с.  $\mathcal{E}_R$  в плоскости  $v, m$  нашего двигателя. Она равна действующему значению  $\mathcal{E}_F$  э. д. с. искрения, если э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_W = 0$ . Для расчета кривая для  $q = 3$  на фиг. 274, *a* была заменена плавно проходящей средней кривой.

Чтобы получить полное действующее значение э. д. с. искрения, нужно было бы еще сложить  $\mathcal{E}_{F_1} = |\mathcal{E}_{R_1} + \mathcal{E}_W|$  и  $\mathcal{E}_{R_0}$  в результирующую э. д. с.

$$\mathcal{E}_F = \sqrt{\mathcal{E}_{F_1}^2 + \mathcal{E}_{R_0}^2}. \quad (396)$$

Мы отказываемся от такого сложения, поскольку искрение под щетками меньше зависит от действующего, чем от максимального значения э. д. с. искрения, которое, вообще говоря, значительно больше, чем  $\sqrt{2} \mathcal{E}_F$  [Л. 217с]. Фиг. 272, *b* и *c* путем сравнения с фиг. 272, *a* должны только показывать, какое влияние может иметь э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_W$  (фиг. 272, *b*), с одной стороны, и э. д. с. высших гармонических вращающегося поля  $\mathcal{E}_{R_0}$  (фиг. 272с), с другой стороны, на действующее значение э. д. с. искрения, которое становится особенно заметным при более высоких скоростях вращения (см. фиг. 274, *b*).

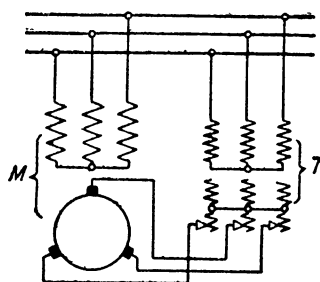
## С. ШУНТОВАЯ МАШИНА СО СТАТОРНЫМ ПИТАНИЕМ БЕЗ ОСОБОЙ ОБМОТКИ ВОЗБУЖДЕНИЯ

### 1. Регулирование с помощью трансформатора

**а. Схема.** В разд. А1 мы показали, что скорость вращения многофазной коллекторной машины, обмотка статора которой приключена к сети, может регулироваться напряжением частоты сети,

приложенным к щеткам коллектора. В отличие от машин, у которых к сети через контактные кольца включается обмотка ротора (разд. D), такая машина называется шунтовой машиной «со статорным питанием». В этом разделе мы рассмотрим машины без особой обмотки возбуждения, у которых токи в обмотках статора и ротора, вообще говоря, совместно возбуждают вращающееся поле; так же как это имеет место у обычной асинхронной машины. На фиг. 275 представлена схема такой машины *M* в упрощенной форме, причем для регулирования скорости вращения принимается ступенчатый трансформатор.

Если мы представим себе щетки установленными таким образом, что оси обмоток статора и ротора совпадают (I-ое основное положение, разд. A10b), то рабочие свойства машины зависят еще от фазы напряжения ротора по отношению к напряжению статора. Если при



Фиг. 275. Принципиальная схема со ступенчатым трансформатором.

этом положении щеток напряжения ротора и статора совпадают по фазе, то при холостом ходе получался бы, правда, очень малым, ток ротора, который при пренебрежении падением напряжения в статорной обмотке и регулирующем трансформаторе был бы равен нулю. Однако при нагрузке получается сильный сдвиг по фазе между э. д. с., индуцированной в роторной обмотке, и током в роторе, так что определенный вращающий момент требует большого роторного тока. Процессы оказываются подобными процессам у однофазной шунтовой машины (разд. IE1): Ма-

шина работает с плохим коэффициентом полезного действия, плохим коэффициентом мощности и большим падением скорости вращения.

Для того чтобы для каждого режима нагрузки получать наилучшую фазу между э. д. с. и током ротора, нужно было бы, как и у однофазной шунтовой машины, либо компенсировать реактивное падение напряжения (разд. IE1c), либо изменять фазу напряжения ротора по отношению к напряжению статора с режимом нагрузки машины (IE1d). Так как это нельзя осуществить простыми средствами, удовлетворяются тем, что устанавливают наилучшую фазу напряжения ротора примерно для номинального момента и при отклонениях от номинального момента мирятся с реактивными токами. Последние при холостом ходе или даже при отрицательном вращающем моменте (генераторный режим, если фаза напряжения ротора установлена для двигательного режима) могут достигать очень высоких значений.

Процессы принципиально имеют такой же характер, как и у однофазных машин; здесь добавляется только в качестве дополнительного явления переменность реактивного сопротивления рассеяния

в роторе со скольжением (или скоростью вращения). Согласно разд. А10е реактивное сопротивление рассеяния роторной обмотки складывается из двух частей; одна часть  $X_{L\sigma 0}$  не зависит от скольжения, а другая часть  $sX_{L\sigma}$  пропорциональна скольжению  $s$ .

**б. Диаграмма напряжений.** Вместо того чтобы при постоянном положении щеток по оси статорной обмотки поворачивать напряжение на обмотке ротора относительно напряжения статорной обмотки, щетки могут также при совпадении по фазе напряжения статора и регулирующего напряжения сдвигаться на соответствующий фазовый угол (но в противоположном направлении) относительно оси статора. Мы рассмотрим здесь подробнее оба случая. Роторную обмотку заменим эквивалентной ей обмоткой (эквивалентная обмотка, разд. А4). Потерями в железе и токами в секциях ротора, перекрытых щетками, мы пренебрегаем, так же как и переменностью рассеяния с положением щеток.  $I_S$  обозначает ток статора,  $I_L$  ток ротора,  $I_1$  ток в первичной включенной на сеть обмотке трансформатора,  $I_2$  вторичный и  $I$  полный потребляемый из сети ток; далее

$$\ddot{u}_M = \xi_L \omega_L / \xi_S \omega_S \quad (397a)$$

есть коэффициент трансформации машины.

Сначала рассмотрим более наглядную схему на фиг. 276, а, у которой оси обмоток статора и ротора совпадают (1-ое основное положение щеток). Роторную обмотку представим себе для лучшей наглядности питаемой от поворотного трансформатора. Фазное напряжение  $\dot{U}_S \equiv \dot{U}$  и токи  $\dot{I}_L$  и  $\dot{I}_S$  предположим заданными для некоторого определенного режима нагрузки в качестве двигателя, например  $s = 0,75$ , по фиг. 276, б. Если мы прибавим  $R_S \dot{I}_S + jX_{S\sigma} \dot{I}_S$  к  $\dot{U}$ , то получим э. д. с.  $\dot{E}_S$ , индуцированную в статорной обмотке вращающимся полем в воздушном зазоре. Если мы обозначим э. д. с., индуцированную в неподвижной обмотке ротора, через  $\dot{E}_{L_0}$ , то приведенная к статорной обмотке э. д. с. при вращении ротора будет:

$$\dot{E}_L = s \dot{E}_{L_0} / \ddot{u}_M = s \dot{E}_S. \quad (397)$$

Упреждающий по фазе на четверть периода есть намагничивающий ток  $\dot{I}_\mu$  машины, который равен сумме  $\dot{I}_S$  и  $\dot{I}_L$ :

$$\dot{I}_\mu = \dot{I}_S + \dot{I}_L \text{ при } \dot{I}_L = \ddot{u}_M \dot{I}_L. \quad (398a \text{ и } b)$$

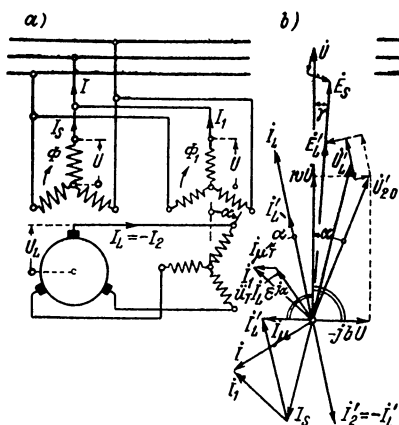
На фиг. 276, б принято  $\ddot{u}_M = 0,6$ . Если мы вычтем из  $\dot{E}_L$  приведенное к статорной обмотке падение напряжения  $(R'_L + jX_{L\sigma})\dot{I}_L$ , то получим напряжение ротора  $\dot{U}'_L = \dot{U}_L / \ddot{u}_M$ , приведенное к обмотке статора. При нижесинхронной скорости  $\angle \dot{E}'_L, \dot{I}'_L$  — острый и при больших отклонениях от синхронизма также и  $\angle \dot{U}'_L, \dot{I}'_L$ , т. е. роторная обмотка отдает мощность во вторичную обмотку трансформатора (при высесинхронной скорости получается наоборот).

Вторичная сторона трансформатора является, таким образом, потребителем, т. е. если мы сохраняем фазу напряжения на зажимах

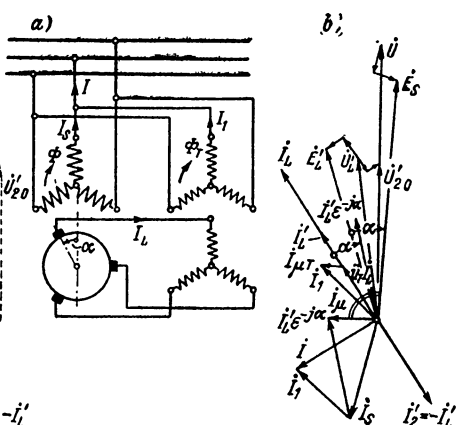
$\dot{U}_L$  и для трансформатора (см. стр. 27 до 31 [Л. 9а]), нужно подставлять ток- трансформатора

$$\dot{I}'_2 = -\dot{I}_L \quad (398с)$$

с тем, чтобы  $\angle \dot{U}_L$ ,  $\dot{I}'_2$  потребителя соответственно был тупым;  $\dot{I}'_2$  является приведенным также к статорной обмотке [ур. (398b)]. Для упрощения мы принимаем, что полное падение напряжения у трансформатора имеет место во вторичной обмотке; тогда э. д. с., индуцированная основным потоком трансформатора в его вторичной обмотке, равна  $\dot{U}_{20}$ . Мы получим приведенное к статорной обмотке напряжение  $\dot{U}'_{20}$  трансформатора, если прибавим к  $\dot{U}_L$  полное



Фиг. 276. Щетки по оси статорной обмотки;  $\dot{U}'_{20}$  отстает от  $\dot{U}$  на угол  $\alpha$ .



Фиг. 277.  $\dot{U}'_{20}$  и  $\dot{U}$  совпадают по фазе; щетки сдвинуты против вращающегося поля на угол  $\alpha$ .

приведенное к обмотке статора падение напряжения трансформатора  $(R'_T + jX'_{sT})\dot{I}'_2$ .

Здесь

$$R'_T = (R_{2T} + R_{1T}\dot{u}_T^2)/\dot{u}_M^2 \text{ и } X'_{sT} = (X_{2sT} + X_{1sT}\dot{u}_T^2)/\dot{u}_M^2, \quad (399a \text{ и } b)$$

где

$$\dot{u}_T = \omega_{2T}/\omega_{1T} = U_{20}/U = U'_{20}/U \quad (400 \text{ а})$$

или

$$\dot{U}'_{20} = \dot{u}\dot{U}\epsilon^{-j\alpha} \text{ при } \dot{u} = \dot{u}_T/\dot{u}_M. \quad (400b \text{ и } c)$$

В нашем примере следует подставлять  $\dot{u} = U'_{20}/U = 0,6$ , т. е.  $\dot{u}_T = 0,6 \cdot 0,6 = 0,36$ .

Ток в первичной обмотке трансформатора мы получаем при пренебрежении намагничивающим током трансформатора по величине как  $\dot{I}_1 = \dot{u}_T \dot{I}_L$  и по фазе упреждающим на угол  $\alpha$  по отношению к  $-\dot{I}'_2 = \dot{I}_L$ , если, как в нашем случае,  $\dot{U}'_{20}$  отстает от  $\dot{U}$  на фазовый угол  $\alpha$  (см. разд. А2с, т. IV). Если мы прибавим к этому току  $\dot{u}_T \dot{I}_L \epsilon^{j\alpha}$

намагничивающий ток трансформатора  $\dot{I}_{\mu T}$ , упреждающий по фазе  $\dot{U}$  приблизительно на четверть периода, то действительный первичный ток трансформатора получается:

$$\dot{I}_1 = \ddot{u}_T \dot{I}_L \varepsilon^{j\alpha} + \dot{I}_{\mu T}. \quad (400d)$$

Если мы сложим  $\dot{I}_S$  и  $\dot{I}_1$ , то получим ток  $\dot{I}$ , который двигатель с трансформатором потребляет из сети.

В схеме по фиг. 277, *а* э. д. с., индуктированные основным потоком в обмотках трансформатора, принимаются совпадающими по фазе, а щетки — сдвинутыми из I-го основного положения на пространственный фазовый угол  $\alpha$  против направления вращения поля. Так как теперь э. д. с., индуктированная в роторной обмотке полем в воздушном зазоре, упреждает по фазе э. д. с. в статорной обмотке на временной угол  $\alpha$ , ток  $\dot{I}_L$  должен быть упреждающим относительно  $\dot{I}_L$  на фиг. 276, *б* на тот же самый фазовый угол  $\alpha$ , с тем чтобы получался тот же нагрузочный режим, что и в случае фиг. 276, *б*. Чтобы определить приведенный к обмотке статора полный ток намагничивания, мы можем представить себе щетки повернутыми в положение по оси статорной обмотки, а ток ротора отстающим на временной угол  $\alpha$  (фиг. 277, *б*, см. также [Л. 9а, разд. V B2]).

Намагничивающий ток  $\dot{I}_{\mu}$  машины теперь равен, таким образом, сумме  $\dot{I}_S$  и  $\dot{I}'_L \varepsilon^{-j\alpha}$ . Как и ток ротора, все напряжения в цепи ротора также оказываются упреждающими на временной фазовый угол  $\alpha$  по отношению фиг. 276. Ток в первичной обмотке трансформатора при пренебрежении намагничивающим током находится в фазе с  $\dot{I}_L$ , т. е. равен  $\ddot{u}_T \dot{I}_L$  и дает с намагничивающим током трансформатора снова ток  $\dot{I}_1$  по величине и фазе, как в случае фиг. 276, *а*. При этом получается тот же общий ток  $\dot{I}$ , что и в первом случае.

Мы видим, таким образом, что сдвиг щеток на пространственный фазовый угол  $\alpha$  против направления вращения поля отражается точно так же, как и временное отставание по фазе напряжения  $\dot{U}'_{20}$  от  $\dot{U}$  на временной угол  $\alpha$ . В дальнейшем мы, как правило, будем предполагать, что щетки остаются в I-ом основном положении и изменяется только фаза напряжения на щетках. Если мы включим активное сопротивление  $R'_T$  и реактивное сопротивление рассеяния  $X'_{\tau T}$  трансформатора [ур. (399а и б)] в соответствующие величины  $R'_L$  и  $X'_{L20}$  ротора, то можем  $\dot{U}'_L$  и  $\dot{I}'_2$  совсем не принимать во внимание и писать (на фиг. 276, *б* указано штриховыми линиями)

$$\dot{E}'_L = \dot{U}'_{20} + (R'_L + jX'_{20}) \dot{I}'_L. \quad (401)$$

Для напряжения холостого хода  $\dot{U}'_{20}$  трансформатора мы напишем:

$$\dot{U}'_{20} = \ddot{u} \dot{U} \varepsilon^{-j\alpha} = \ddot{u} (\cos \alpha - j \sin \alpha) \dot{U} = (\omega - jb) \dot{U}, \quad (402)$$

где  $\ddot{u}$  дается ур. (400с) и

$$\omega = \ddot{u} \cos \alpha; \quad b = \ddot{u} \sin \alpha \quad (402a \text{ и } b)$$

(фиг. 276, б). Для практически встречающегося режима работы машины в качестве двигателя  $\dot{U}'_{30}$  при нижесинхронной скорости вращения нужно подставлять отстающим по фазе от  $\dot{U}$ ; тогда, следовательно,  $b$  положительно.

Диаграммы на фиг. 276, б и 277, б построены для двигательного режима и нижесинхронной скорости, при вышесинхронной скорости  $\dot{E}_L$  меняет знак. Угол  $\dot{E}_L, \dot{I}_L$  становится тупым, т. е. ротор забирает мощность от трансформатора. В то время как при нижесинхронной скорости первичная обмотка трансформатора является генератором, при вышесинхронной скорости она оказывается потребителем. Скорость вращения получается как

$$n = (1 - s) n_1 = (1 - E_L/E_s) n_1, \quad (403)$$

где  $n_1$  есть синхронная скорость вращения.

**с. Уравнения напряжений.** Если мы пренебрежем потерями в железе и процессами в секциях ротора, перекрытых щетками, то можем записать для уравнений напряжений обмоток статора и ротора:

$$\begin{aligned} \dot{U} + (R_S + jX_{S\sigma}) \dot{I}_S &= \dot{E}_S; \\ \dot{U}'_{30} + [R'_L + j(X'_{L\sigma 0} + sX'_{L\sigma v})] \dot{I}'_L &= s\dot{E}_S, \end{aligned} \quad (404a \text{ и } b)$$

где

$$\dot{E}_S = -jX_{Sh}(\dot{I}_S + \dot{I}'_L) \quad (404c)$$

и  $\dot{U}'_{30}$  дается ур. (402). В ур. (404с)  $X_{Sh}$  есть главное реактивное сопротивление статорной обмотки [ур. (69а), т. II]; значения остальных величин мы объяснили уже в разд. б.

Из ур. (404b) мы определим с учетом ур. (402) приведенный к (первичной) статорной обмотке ток ротора

$$\dot{I}'_L = - \frac{(\omega - jb)\dot{U} + jsX_{Sh}\dot{I}_S}{R'_L + j[X'_{L\sigma 0} + s(X_{Sh} + X'_{L\sigma v})]}. \quad (405)$$

Если мы подставим этот ток в ур. (404а), то получим ток статора

$$\dot{I}_S = - \frac{R'_L + bX_{Sh} + j[X'_{L\sigma 0} + (s - \omega)X_{Sh} + sX'_{L\sigma v}]}{A + jB} \dot{U}, \quad (406)$$

где для сокращения, при  $X_S = X_{Sh} + X_{S\sigma}$ , подставлено

$$A = R_S R'_L - X_S (X'_{L\sigma 0} + sX'_{L\sigma v}) - sX_{Sh} X_{S\sigma}, \quad (406a)$$

$$B = R_S [X'_{L\sigma 0} + s(X_{Sh} + X'_{L\sigma v})] + R'_L X_S. \quad (406b)$$

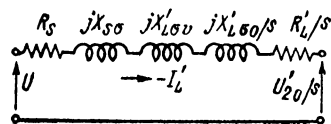
Для  $\omega = 0, b = 0, X'_{L\sigma 0} = 0$  и при  $X'_L$  вместо  $X'_{L\sigma v}$  ур. (406) преобразуется в ур. (70b), т. IV, соответствующее асинхронной машине,

из которого в разд. В5, т. IV, мы вывели «точную» круговую диаграмму асинхронной машины.

Согласно разд. I 2с, т. II, для шунтовой машины со статорным питанием геометрическим местом токов также является окружность, если величины сопротивлений не зависят от  $E_s$  и токов и процессами под щетками пренебрегается. Параметры круга можно рассчитывать по ур. (37а до с), т. II.

## 2. Геометрические места токов

Из-за влияния токов в короткозамкнутых щетками секциях ротора и переходного сопротивления щеток, зависящего от тока ротора, которые мы не можем учесть простыми способами, выведенные из ур. (405) и (406) геометрические места лишь приближенно показывают свойства шунтовых машин со статорным питанием. Положим поэтому в основу определения геометрических мест упрощенную эквивалентную цепь тока по разд. В3б, т. IV, чтобы показать принципиальные отличия свойств шунтовых машин от таковых у асинхронной машины. При этом мы пренебрежем потерями в железе и влиянием токов в короткозамкнутых щетками секциях ротора и примем, что величины сопротивлений не зависят от роторного тока.



Фиг. 278. Упрощенная эквивалентная цепь тока.

**а. Ток ротора.** На упрощенной эквивалентной цепи тока мы остановимся также подробнее еще в разд. IIIВ. Там предполагается, что асинхронной машине подается через контактные кольца напряжение от вспомогательной машины. У шунтовой машины соответствующее напряжение подводится к щеткам на коллекторе, благодаря чему может регулироваться скорость вращения холостого хода машины. В противоположность асинхронной машине цепь ротора коллекторной машины содержит, кроме реактивного сопротивления рассеяния  $sX_{L_{\sigma v}}$ , пропорционального скольжению, еще некоторое реактивное сопротивление, не зависящее от скольжения, которое мы обозначили через  $X_{L_{\sigma 0}}$ . Таким образом, для тока ротора шунтовой машины справедлива упрощенная эквивалентная цепь тока по фиг. 278. В ней сопротивления ротора приведены к статорной обмотке [т. е. разделены на  $\dot{y}_M$ , ур. (397а)]. Активное сопротивление трансформатора  $R'_T$  [ур. 399а] содержится в сопротивлении роторной цепи  $R'_L$  и реактивное сопротивление рассеяния  $X'_{T\sigma}$  [ур. (399b)] в сопротивлении  $X'_{L_{\sigma 0}}$ , не зависящем от скольжения;  $U'_{20}$  есть приведенное к статорной обмотке напряжение холостого хода на вторичной обмотке трансформатора [ур. (402)].

Уравнение напряжений для упрощенной эквивалентной цепи тока выражается таким образом:

$$\dot{U} + [R_s + R'_L/s + j(X_{s\sigma} + X_{L_{\sigma v}} + X'_{L_{\sigma 0}}/s)] \cdot (-\dot{I}_L) = \dot{U}'_{20}/s, \quad (407 \text{ а})$$



откуда с учетом ур. (402) получается принятый отрицательным ток

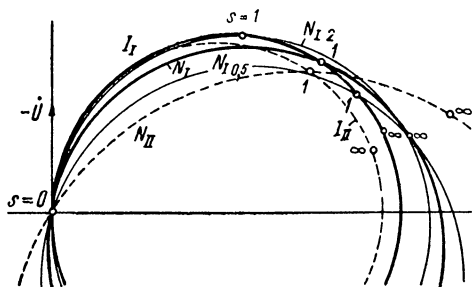
$$-\dot{I}_L = -\frac{-w + jb + s}{R'_L + jX'_{L\sigma 0} + s[R_S + j(X_{S\sigma} + X'_{L\sigma v})]} \dot{U}. \quad (407)$$

Геометрическое место есть круг, параметры которого мы можем рассчитать по ур. (37а до с), т. II. Если мы направим  $\dot{U}$  по отрицательной оси ординат [т. е. умножим правую часть ур. (407) на  $-j$ ], то получим для координат центра и радиуса окружности

$$\left. \begin{aligned} x_m &= [R'_L + wR_S - b(X_{S\sigma} + X'_{L\sigma v})]U/2N; \\ y_m &= -[X'_{L\sigma 0} + w(X_{S\sigma} + X'_{L\sigma v}) + bR_S]U/2N; \end{aligned} \right\} \quad (408а и б)$$

$$R = \sqrt{x_m^2 + y_m^2 + bU^2/N}; \quad N = R'_L(X_{S\sigma} + X'_{L\sigma v}) - R_S X'_{L\sigma 0}. \quad (408с и d)$$

Рассмотрим теперь подробнее влияние отдельных сопротивлений и коэффициентов  $w$  и  $b$  на геометрическое место  $-\dot{I}_L$ . При этом, чтобы



Фиг. 279. Геометрические места  $-\dot{I}_L$ ;  $w = b = 0$ ;  $N_I$  для I-го основного положения ( $I_I$  асинхронного двигателя);  $N_{I0.5}$  — половинное;  $N_{I2}$  — двойное сопротивление ротора;  $N_{II}$  — для II-го основного положения ( $I_{II}$  — асинхронного двигателя).

получить практические соотношения величин, в основу положим рассмотренную в разд. 4б в качестве примера шунтовую машину для  $U = 110/\sqrt{3} = 63,5$  в.

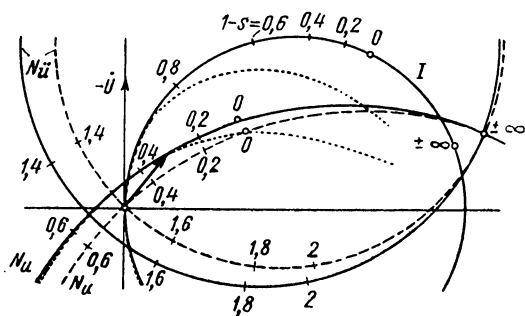
Положим сначала  $w = 0$  и  $b = 0$ , т. е. замкнем накоротко щетки на коллекторе шунтовой машины. Машина ведет себя тогда аналогично асинхронной машине; скорость вращения холостого хода равна синхронной скорости, относительно которой ротор скользит при возрастании нагрузки двигателя.

Рассмотрим сначала окружности, проведенные на

фиг. 279 сплошными линиями, которые соответствуют I-му основному положению щеток, при  $R_S = 0,090$ ;  $X_{S\sigma} = 0,230$ ;  $R'_L = 0,168$ ;  $X'_{L\sigma v} = 0,200$ ;  $X'_{L\sigma 0} = 0,029$  ом. Окружность  $I_I$  для асинхронной машины с теми же самыми значениями сопротивлений, как они получаются у шунтовой машины при неподвижном состоянии, и окружность  $N_I$  для шунтовой машины выделены более жирными линиями. Обе окружности по ур. (407) имеют общую точку  $s = 1$ . Части окружностей выше оси абсцисс соответствуют двигательному режиму, а ниже оси абсцисс генераторному режиму. Мы видим, что под влиянием реактивного сопротивления, не зависящего от скольжения, ( $X'_{L\sigma 0}$ ) при двигательном режиме перегрузочная способность уменьшается и коэффициент мощности ухудшается. Для гене-

роторного режима получается наоборот. Проведенные более слабыми сплошными линиями окружности  $N_{10,5}$  и  $N_{12}$ , которые соответствуют половинному ( $R'_L = 0,5 \cdot 0,168 \text{ ом}$ ) и двойному сопротивлению ротора ( $R'_L = 2 \cdot 0,168 \text{ ом}$ ), показывают, что свойства машины в качестве двигателя становятся тем менее благоприятными, чем меньше активное сопротивление цепи ротора. Таким образом, большее активное сопротивление ослабляет отрицательное влияние части реактивного сопротивления рассеяния в роторной цепи, не зависящей от скольжения.

Штриховые окружности  $I_{II}$  и  $N_{II}$  соответствуют II-му основному положению щеток ( $R'_L = 0,168$ ;  $X'_{L\sigma v} = 0,152$ ;  $X'_{L\sigma 0} = 0,100 \text{ ом}$ ),  $N_{II}$  — для шунтовой машины, а  $I_{II}$  — для асинхронной машины с теми же сопротивлениями, что у шунтовой машины при неподвижном состоянии. Мы видим весьма неблагоприятное положение окружности  $N_{II}$  шунтовой машины во II-м основном положении щеток, так как не зависящая от скольжения часть реактивного сопротивления рассеяния обмотки ротора увеличивается. Поэтому II-го основного положения щеток у шунтовых машин следует избегать.



Фиг. 280. Геометрические места  $-jL'$  для I-го основного положения.  $N_u$  для  $w = 0,506$ ;  $N_a$  для  $w = -0,506$ ; — — —  $b = 0$ ; — — —  $b = 0,0455$  (I асинхронного двигателя).

На фиг. 280 показано влияние составляющей  $wU$ , регулирующей скорость вращения, и составляющей  $-jbU$ , регулирующей реактивный ток (см. фиг. 276, б) вторичного напряжения холостого хода  $U'_{20}$  регулировочного трансформатора. При этом в основу положены принятые в разд. 4b значения  $w = 0,506$ ,  $b = 0,0455$  при нижесинхронной скорости вращения (скольжение холостого хода  $s_0 \approx 0,5$ ) и  $w = -0,506$ ,  $b = 0,0455$  при вышесинхронной скорости вращения (скольжение холостого хода  $s_0 \approx -0,5$ ); щетки должны находиться в I-ом основном положении. Значения сопротивлений статорной обмотки при этом те же, что и для окружности  $N_I$  на фиг. 279; в цепь ротора добавляются еще сопротивления регулировочного трансформатора. Таким образом, как и для окружности  $N_I$ ,  $X'_{L\sigma v} = 0,200 \text{ ом}$ , тогда как  $X'_{L\sigma 0}$  и  $R'_L$  включают еще реактивное сопротивление рассеяния и активное сопротивление трансформатора. При нижесинхронной скорости вращения  $X'_{L\sigma 0} = 0,0425$ ,  $R'_L = 0,208 \text{ ом}$ , как мы это принимаем и для вышесинхронной скорости вращения.

Штриховые окружности действительны для  $b = 0$  и показывают, таким образом, влияние одной составляющей  $U'_{20}$ , регу-

лирующей скорость вращения. Для сравнения построено геометрическое место асинхронной машины с сопротивлениями шунтовой машины при неподвижном состоянии. Для оценки соответствующих скоростей вращения некоторые значения относительной скорости вращения  $1 - s$  указаны на окружностях. Под влиянием составляющей, регулирующей скорость вращения,  $\omega \dot{U}$  от  $\dot{U}'_{20}$  при положительном  $\omega$  (нижесинхронная скорость, штриховая окружность  $N_u$ ) в двигательном режиме и при отрицательном  $\omega$  (вышесинхронная скорость, штриховая окружность  $N_n$ ) в генераторном режиме реактивная составляющая  $-I_L$ , потребляемая через статорную обмотку из сети в качестве намагничивающего тока, по сравнению с таковой соответствующего асинхронного двигателя увеличивается, а перегрузочная способность, которую с большим приближением можно считать пропорциональной наибольшей активной составляющей  $-I'_L$  (см. разд. с), уменьшается. При постоянных сопротивлениях шунтовой машины такое ухудшение режима будет тем большим, чем больше  $|\omega|$ , т. е. чем больше соответствующая скорость холостого хода отличается от синхронной.

Сплошные окружности  $N_u$  и  $N_n$  показывают влияние составляющей  $-jb\dot{U}$  от  $\dot{U}_{20}$ ;  $N_u$  соответствует положительному  $\omega$  ( $n_0/n_1 \approx 0,5$ ), а  $N_n$  отрицательному  $\omega$  ( $n_0/n_1 \approx 1,5$ ); в обоих случаях принято  $b = 0,0445$  положительным. Мы видим, что в холостом ходу при положительном  $b$  реактивная составляющая  $-I'_L$  отдает намагничивающий ток через статорную обмотку в сеть. Путем соответствующего регулирования  $b$  для определенного режима нагрузки практически может быть получена любая желаемая фаза  $-I'_L$  по отношению к  $\dot{U}$ . Однако при нагрузке реактивная составляющая  $I'_L$  меняется очень сильно, так что при работе с нижесинхронными скоростями вращения при холостом ходе, если  $b$  установлено для получения лучшей фазы  $-I'_L$  при номинальном моменте, получаются очень большие реактивные токи холостого хода ротора. Эти реактивные токи тем больше, чем больше скорость вращения отличается от синхронной. В разд. 3с мы остановимся еще на этом подробнее.

Для сплошного геометрического места  $N_u$  нанесен ток ротора  $-I'_L$ , возникающий при примерно номинальном моменте; для других геометрических мест при номинальном моменте получаются приблизительно такие же активные составляющие токов. Чтобы получить совпадение по фазе между  $I'_L$  и  $\dot{U}$ , при нижесинхронной скорости вращения  $b$  должно было бы быть еще значительно больше, а при вышесинхронной  $b$  должно устанавливаться даже отрицательным.

Под влиянием положительного значения  $b$  увеличивается также и перегрузочная способность.

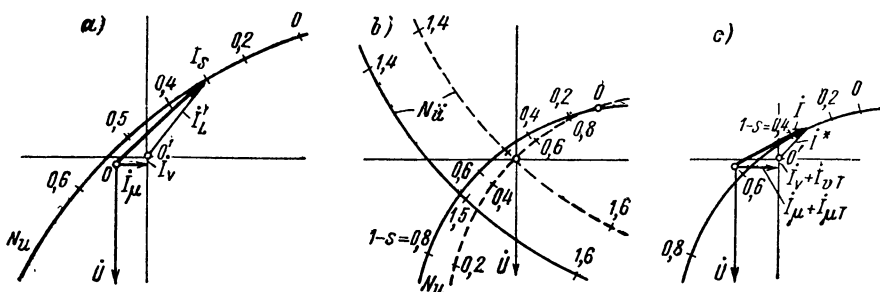
**б. Ток статора.** Ток в обмотке статора мы получим из  $I'_L$  путем прибавления намагничивающего тока  $I_\mu$  и тока потерь  $I_V$  перед начальной точкой  $O'$  вектора тока  $-I'_L$  (см. фиг. 281, а).

$I_\mu$  зависит от э. д. с. статора  $E_S$  в соответствии с магнитной характеристикой. На нашей упрощенной диаграмме мы принимаем

$I_\mu$  неизменным примерно для  $E_S$  при номинальном режиме и опережающим  $\dot{U}$  на четверть периода.

$I_V$  содержит, кроме потерь в железе, покрываемых статорной обмоткой, еще реакцию токов в короткозамкнутых секциях ротора, которая зависит от скорости вращения. На нашей упрощенной диаграмме мы принимаем  $I_V$  неизменным и находящимся в противофазе с  $\dot{U}$ .

На фиг. 281, а в качестве примера перенесено в несколько большем масштабе геометрическое место  $N_u$ , изображенное на фиг. 280



Фиг. 281. Геометрические места: а) ток статора  $I_S$  для  $N_u$  на фиг. 280; б) ток сети  $I^*$  [ур. (411)] для  $N_u$  и  $N_u$  на фиг. 280; в) ток сети  $I$  [ур. (413)] для  $N_u$  для случая б.

сплошной линией, для тока  $-I'_L$  и сложено с токами  $I_\mu$  и  $I_V$ . При этом мы получаем геометрическое место тока статора  $I_S$  с начальной точкой  $O$ .

**с. Вращающий момент и перегрузочная способность.** Первичная мощность является лишь весьма грубой мерой для перегрузочной способности шунтовой машины. Определяющей для перегрузочной способности, как и у асинхронной машины, является внутренняя мощность

$$N_i = m_s (U h_s - R_S I_S^2), \text{ где } h_s = I'_L \cos(\dot{U}, I'_L) \quad (409a \text{ и } b)$$

есть совпадающая по фазе с  $\dot{U}$  активная составляющая  $I'_L$ , которая представляется ординатой геометрического места  $-I'_L$ . Изображение внутренней мощности посредством вспомогательной окружности, как для асинхронной машины (разд. ВЗс, т. IV), здесь простым образом невозможно, напротив, по разд. I 2f, т. II, можно определить нулевую линию внутренней мощности, так что перпендикулярный отрезок из точки конца  $-I'_L$  на эту прямую пропорционален внутренней мощности. Эта прямая проходит через точки  $s_0$  и  $s = \infty$  на окружности. Однако это будет более наглядно, если мы вычтем из соответствующего активного тока  $h_s$  геометрического места  $-I'_L$  активный ток  $R_S I_S^2 / U$ , так что ордината

$$h = h_s - R_S I_S^2 / U \quad (410a)$$

будет являться мерой внутренней мощности и при этом также вращающего момента. Внутренняя мощность получается при этом как

$$N_i = m_s U h \quad (410b)$$

и вращающий момент

$$M = \frac{N_i}{2\pi n_1} = \frac{p N_i}{2\pi f}. \quad (410)$$

Кривые для  $h$  указаны на фиг. 280 для сплошных геометрических мест  $I$  и  $N_u$  пунктирными линиями. Отсюда мы видим, что перегрузочная способность шунтовой машины для принятой нами скорости вращения холостого хода оказывается много меньшей, чем для асинхронной машины. При скоростях вращения выше синхронной, напротив, перегрузочная способность значительно увеличивается.

**д. Общий ток сети.** Пренебрежем сначала намагничивающим током и током потерь как в машине, так и в регулировочном трансформаторе и обозначим полученные токи звездочками у буквенных обозначений. Ток статора тогда  $I_s^* = -I_L'$  и мы получаем по фиг. 276,  $b$  результирующий ток  $I^*$  из  $-I_L'$  и  $I_L' \ddot{u}_T e^{j\alpha}$  как

$$I^* = -I_L' + I_L' \ddot{u}_T e^{j\alpha} = -I_L' (1 - w - jb) \quad (411a)$$

или с учетом ур. (407)

$$I^* = - \frac{(\ddot{u}^2 - w) + jb + s[(1 - w) - jb]}{R_L' + jX_{L\sigma 0}' + s[R_S + j(X_{S\sigma} + X_{L\sigma v})']} \dot{U}. \quad (411)$$

Геометрическое место есть окружность, координаты центра и радиус которой получаются по ур. (37а до с), т. II, как

$$x_m = [(1 - w) R_L' - (\ddot{u}^2 - w) R_S - b(X_{S\sigma} + X_{L\sigma v}' + X_{L\sigma 0}')] U / 2N; \quad (412a)$$

$$y_m = [(\ddot{u}^2 - w)(X_{S\sigma} + X_{L\sigma v}') - (1 - w) X_{L\sigma 0}' - b(R_S + R_L')] U / 2N; \quad (412b)$$

$$R = \sqrt{x_m^2 + y_m^2 + b[(\ddot{u}^2 - w) + (1 - w)] U^2 / N}, \quad (412c)$$

где  $N$  снова дается ур. (408d).

На фиг. 281,  $b$  представлены геометрические места  $I^*$  для нижесинхронной скорости вращения холостого хода  $n_0 \approx 0,5n_1$  и вышесинхронной  $n_0 \approx 1,5n_1$ , которые соответствуют сплошным геометрическим местам  $N_u$  и  $N_{\bar{u}}$  для тока  $-I_L'$  на фиг. 280.

Путем добавления намагничивающих токов  $I_{\mu}$  и  $I_{\mu T}$  и токов потерь  $I_V$  и  $I_{vT}$  машины и трансформатора перед точкой начала  $O'$  тока  $I^*$  получается общий ток, потребляемый из сети

$$I = I^* + I_{\mu} + I_{\mu T} + I_V + I_{vT}. \quad (413)$$

На фиг. 281,  $c$  представлено геометрическое место  $I$  с начальной точкой  $O$  для нижесинхронной скорости вращения холостого хода  $n_0 \approx 0,5n_1$ .

### 3. Характеристики

**а. Упрощенный расчет.** В основу этого расчета мы положим упрощенную эквивалентную цепь тока на фиг. 278. С сокращениями

$$R = R'_L + sR_S \text{ и } X = X'_{L\sigma 0} + s(X_{S\sigma} + X'_{L\sigma v}) \quad (414a \text{ и } b)$$

по ур. (407), если мы разложим ток  $I'_L$  на его взаимно перпендикулярные составляющие относительно  $\dot{U}$ , будет:

$$\begin{aligned} I'_L = I_{Lw} + I'_{Lb} = \frac{(s-w)R + bX}{R^2 + X^2} \dot{U} + \\ + j \frac{bR - (s-w)X}{R^2 + X^2} \dot{U}. \end{aligned} \quad (414c)$$

При этом мы получаем мощность, забираемую из сети статором  $N_1 = mUI_{Lw}$ , и мощность, передаваемую со статора на ротор (при пренебрежении потерями в железе и при  $I_S \approx I'_L$ ),

$$\begin{aligned} N_i \approx N_1 - mR_S I'^2_L = m \left[ \frac{(s-w)R + bX}{R^2 + X^2} - R_S \left( \frac{I'_L}{U} \right)^2 \right] U^2 = \\ = m \frac{(s-w)R + bX - [(s-w)^2 + b^2]R_S}{R^2 + X^2} U^2, \end{aligned} \quad (414d)$$

которая по ур. (410) пропорциональна вращающему моменту.

Скольжение холостого хода получается, если мы приравняем  $N_i$  нулю; таким образом,

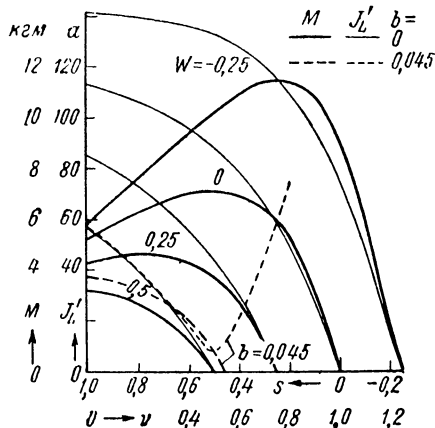
$$s_0 = \frac{w(R'_L + wR_S) + b(bR_S - X_{L\sigma 0})}{R'_L + wR_S + b(X_{S\sigma} + X'_{L\sigma v})}. \quad (415)$$

Для активных и реактивных сопротивлений двигателя, для которых справедливы геометрические места на фиг. 280 и 281, а, на фиг. 282 нанесены рассчитанный по ур. (414c) ток ротора в амперах и вращающий момент в  $\kappa\text{гм}$  [по ур. (414d) с учетом ур. (410),  $1 \kappa\text{гм} = 1 \text{ дж}/9,8$ ] в зависимости от скольжения  $s$ , и, соответственно, относительной скорости вращения  $v$ . Сплошные кривые действительны для  $b = 0$  и  $w = 0,5; 0,25; 0; -0,25$ , более жирные для вращающего момента, более слабые для тока;  $w = 0$  и  $b = 0$  соответствует двигателю, замкнутому накоротко через щетки; тогда скорость вращения при идеальном холостом ходе, как и у асинхронного двигателя, равна синхронной. Сравнительно большой пусковой момент следует приписать большому переходному сопротивлению щеток при низком напряжении ротора. При больших нижесинхронных скоростях вращения холостого хода ( $w = 0,5$ ) становится заметным сильное падение скорости вращения с нагрузкой; наибольший вращающий момент не может больше достигаться при двигательном режиме.

Штриховые кривые на фиг. 282 справедливы при  $w = 0,5$  для  $b = 0,0445$ . Кривая (более слабая) для  $I'_L$  соответствует двигательному режиму только до скорости вращения холостого хода, а затем уже генераторному режиму; все другие кривые изображены только для двигательного режима ( $N_i$  положительно).

Из  $I'_L$  мы получаем путем добавления  $I_V$  и  $I_\mu$  по фиг. 281, а ток  $I_S$  в обмотке статора. Коэффициент мощности двигателя без регулировочного трансформатора получается из отношения активной составляющей  $I_S$  к полному току  $I_S$ . После того как мы определили  $I_S$ , можно также рассчитать точнее мощность  $N_i$ , подставляя в ур. (414d)  $R_S I_S^2$  вместо  $R_S I_L'^2$ .

Соотношения в токовой цепи регулировочного трансформатора, который находится вне машины, мы рассмотрели в разд. 1а и 2d.



Фиг. 282. Характеристики шунтового двигателя со статорным питанием;  $M_N \approx 3$  кгм.

Полный забираемый из сети ток  $I$  получается из геометрической суммы тока статора  $I_S$  и первичного тока трансформатора  $I_1$ , а коэффициент мощности двигателя с регулировочным трансформатором — из активной составляющей тока  $I$  и полного тока  $I$ . При значительно низесинхронных скоростях вращения определение  $I$  сопряжено с большими ошибками, поскольку  $I_S$  и  $I_1$ , по существу, направлены встречно.

Следует подчеркнуть еще раз, что токами в короткозамкнутых щетками секциях ротора, которые создают добавочный вращающий момент, усиливающий основной момент при низесинхронных скоростях вращения и ослабляющий его при вышесинхронных скоростях вращения, пренебрегалось.

**б. Уточненный расчет.** При пренебрежении потерями в железе и токами в перекрытых щетками секциях ротора, а также зависимостью главного реактивного сопротивления  $X_{Sh}$  от  $E_S$  мы получаем характеристики по уравнениям в разд. 1с несколько точнее, чем по разд. 2а. Для некоторого принятого скольжения  $s$  по ур. (406) получается ток  $I_S$ . Мощность, потребляемая статором из сети,  $N_S = UI_S \cos(\dot{U}, \dot{I}_S)$  и мощность, передаваемая со статора на ротор  $N_i = N_S - m_S R_S I_S^2$ , по которой можно рассчитать по ур. (410) вращающий момент.

В этом разделе мы покажем, как могут быть приняты во внимание все эти влияния, если заданы напряжение статора  $U$  и приведенное к статорной обмотке вторичное напряжение холостого хода трансформатора  $U'_{20}$  [ур. (402)]. Щетки должны находиться в I-ом основном положении, при котором оси обмоток статора и ротора совпадают (фиг. 276, а и б).

Мы исходим из ур. (404а и б), которые справедливы и при учете тока потерь  $I_V$ , тогда как ур. (404с) и уравнения напряжений (405) и (406) теперь больше недействительны. Разложим токи  $I'_L$  и

$I_S$  на две составляющие, одна из которых находится в фазе с  $\dot{E}_S$ , а другая в фазе с  $j\dot{E}_S$ , т. е. у п р е ж д а е т  $\dot{E}_S$  по фазе на четверть периода, и обозначим их индексами  $w$  (активный) и  $b$  (реактивный) (см. фиг. 283):

$$I'_L = I'_{Lw} + I'_{Lb}; \quad I_S = I_{Sw} + I_{Sb}. \quad (416a \text{ и } b)$$

В последнем уравнении

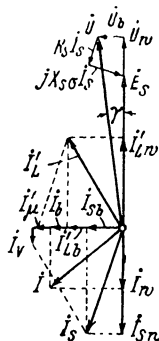
$$I_{Sw} = -I'_{Lw} + I_V \text{ и } I_{Sb} = I_\mu - I'_{Lb}. \quad (416c \text{ и } d)$$

Ток потерь  $I_V$  состоит из трех частей: тока  $I_{v1}$  потерь в железе статора, тока  $I_{v2}$ , который соответствует мощности, передаваемой со статора на ротор при поднятых щетках и тока  $I'_k$ , который равен приведенным к статорной обмотке токам в секциях ротора, перекрытых щетками.

С составляющими токов по ур. (416а до d) ур. (404а и b) получаются:

$$\begin{aligned} \dot{U} - (R_S + jX_{S\sigma})(I'_{Lw} - I_V) + \\ + (R_S + jX_{S\sigma})(I_\mu - I'_{Lb}) = \dot{E}_S; \end{aligned} \quad (417a)$$

$$\dot{U}'_{20} + [R'_L + j(X'_{L\sigma 0} + sX'_{L\sigma v})](I'_{Lw} + I'_{Lb}) = s\dot{E}_S. \quad (417b)$$



Фиг. 283. Активные и реактивные составляющие, приведенные к  $\dot{E}_S$ .

Если мы разложим теперь также напряжение статора (напряжение сети)  $\dot{U}$  на две составляющие  $\dot{U}_w$  в фазе с  $\dot{E}_S$  и  $\dot{U}_b$  в фазе с  $j\dot{E}_S$ , т. е. у п р е ж д а ю щ у ю по фазе  $\dot{E}_S$  на четверть периода (фиг. 283), и введем эти составляющие в ур. (417а), то можем разбить это уравнение на две части, одна из которых содержит все составляющие напряжений в фазе с  $\dot{E}_S$ , а другая в фазе с  $j\dot{E}_S$ . Теперь мы положим, что положительные значения  $I_{Lw}$  (двигательный режим) и  $\dot{U}_w$  означают совпадение по фазе с  $\dot{E}_S$  и положительные значения  $I_{Lb}$  и  $\dot{U}_b$  — совпадение по фазе с  $j\dot{E}_S$  (отрицательные значения, таким образом, — совпадение по фазе с  $-\dot{E}_S$  и соответственно с  $-j\dot{E}_S$ ) и введем значение тока  $I_V$  положительным, если он (как всегда при нижесинхронной скорости вращения) находится в противофазе с  $\dot{E}_S$  (следовательно, отрицательным, если он находится в фазе с  $\dot{E}_S$ ). При этих предположениях мы получим из ур. (417а) два вещественных уравнения:

$$\dot{U}_w = \dot{E}_S + R_S(I_{Lw} + I_V) + X_{S\sigma}(I_\mu - I'_{Lb}); \quad (418a)$$

$$\dot{U}_b = X_{S\sigma}(I'_{Lw} + I_V) - R_S(I_\mu - I'_{Lb}). \quad (418b)$$

В ур. (417b) заменим сначала напряжение трансформатора по ур. (402) и разложим  $\dot{U}$  на две составляющие  $\dot{U}_w$  и  $\dot{U}_b$  (фиг. 283) по отношению к  $\dot{E}_S$ ; следовательно, запишем (см. фиг. 276, b):

$$\dot{U}'_{20} = (w - jb)\dot{U} = (w - jb)(\dot{U}_w + \dot{U}_b). \quad (419)$$



Если мы разделим теперь в полученном таким образом уравнении члены, которые находятся в фазе и в противофазе с  $\dot{E}_S$ , от остальных членов, то получим для ур. (417b) также два вещественных уравнения. Если мы еще заменим в этих уравнениях  $E_S$  по ур. (418a) и  $U_b$  по ур. (418b), то эти два вещественных уравнения будут:

$$(bX_{S\sigma} + sR_S) I_V + DI'_{Lw} + (sX_{S\sigma} - bR_S) I_\mu - AI'_{Lb} = (s - \omega) U_w; \quad (419a)$$

$$\omega X_{S\sigma} I_V + CI'_{Lw} - \omega R_S I_\mu + BI'_{Lb} = bU_w, \quad (419b)$$

где для сокращения положено

$$A = X'_{L\sigma_0} + s(X_{S\sigma} + X'_{L\sigma v}) - bR_S; \quad B = R'_L + \omega R_S, \quad (419c \text{ и } d)$$

$$C = X'_{L\sigma_0} + sX'_{L\sigma v} + \omega X_{S\sigma}; \quad D = R'_L + sR_S + bX_{S\sigma}. \quad (419e \text{ и } f)$$

Если мы решим эти уравнения относительно  $I'_{Lb}$  и приравняем эти выражения друг другу, то получим соотношение между активной составляющей  $I'_{Lw}$  и скольжением  $s$ . Это соотношение для  $I'_{Lw}$  линейно, а для  $s$  квадратично. Решим его относительно  $I'_{Lw}$  и получим приведенный к статорной обмотке активный ток ротора как

$$I'_{Lw} = \frac{[Ab + B(s - \omega)] U_w + [AwR_S - B(sX_{S\sigma} - bR_S)] I_\mu - EI_V}{AC + BD}, \quad (420)$$

где для сокращения подставлено еще

$$E = AwX_{S\sigma} + B(sR_S + bX_{S\sigma}). \quad (420a)$$

Для приведенного реактивного тока ротора мы получим при этом по ур. (419b):

$$I'_{Lb} = \frac{bU_w + \omega R_S I_\mu - CI'_{Lw} - \omega X_{S\sigma} I_V}{B}. \quad (421)$$

Для некоторого принятого скольжения мы можем рассчитать по ур. (420) и (421) приведенный к статорной обмотке ток ротора по величине и по фазе относительно  $\dot{E}_S$ . При этом мы оцениваем сперва  $I_\mu$  и  $I_V$  и полагаем  $U_w = U$ . По полученным таким образом значениям  $I'_{Lw}$  и  $I'_{Lb}$  мы можем рассчитать  $U_b$  по ур. (418b) и при этом  $U_w = \sqrt{U^2 - U_b^2}$ . В практических случаях  $U_w$ , однако, незначительно отличается от  $U$ , поскольку угол  $\gamma$  между  $\dot{E}_S$  и  $\dot{U}$  очень мал (см., например, фиг. 283). По  $U_w$  мы получим по ур. (418a)  $E_S$  и можем определить уточненное значение  $I_\mu$  по магнитной характеристике  $\dot{E}_S(I_\mu)$  и при этом рассчитать также уточненные значения  $I'_{Lw}$  и  $I'_{Lb}$  по ур. (420) и (421). Точно так же мы можем одновременно подставить и уточненное значение  $I_V$ , если известны данные для его определения. Мы можем также по рассчитанному в первом приближении значению  $I_L$  точнее учесть переходное сопротивление щеток, содержащееся в  $R_L$ , если нам известна характеристика щеток  $V(I_L)$ .

Скольжение  $s$  при заданном напряжении  $\dot{U}'_{20}$  для больших скоростей вращения холостого хода лежит внутри относительно

меньших пределов и при (устойчивом) двигательном режиме несколько больше, а при генераторном режиме несколько меньше, чем при холостом ходе (см., например, скоростные характеристики на фиг. 302). Если мы пренебрежем составляющими вращающего момента  $M_k$  и  $M_{v2}$  (разд. A12b и c), то получим скольжение холостого хода из ур. (420), если положим  $I'_{Lw} = 0$ . Если мы пренебрежем при этом также и током  $I_V$  и подставим  $A$  по ур. (419c), то скольжение холостого хода получится:

$$s_0 = \frac{(Bw - Fb)U_w - (Bb + Fw)R_S I_\mu}{(Gb + B)U_w + (GwR_S - BX_{S\sigma})I_\mu}, \quad (422)$$

где введены еще сокращения

$$F = X'_{L\sigma 0} - bR_S \text{ и } G = X_{S\sigma} + X'_{L\sigma v}. \quad (422a \text{ и } b)$$

Обычно в ур. (422) оказывается возможным пренебречь членами с множителем  $I_\mu$  по сравнению членами с  $U_w$ ; тогда оно преобразуется в ур. (415). В своем грубом приближении  $s_0 \approx w$ .

Развиваемый в машине вращающийся момент согласно разд. A12 вообще складывается из трех частей:

$$M_i = M + M_k + M_{v2} = \frac{pm_s E_s}{9,8w} (I'_{Lw} + I'_k + I_{v2}) \text{ кГм.} \quad (423)$$

Вращающий момент, вызванный  $I'_k$ , становится заметным только при больших отклонениях скорости вращения от синхронной, а вызванный  $I_{v2}$  вообще невелик; при вышесинхронной скорости вращения оба тока отрицательны.

Ток статора и отнесенные к  $\dot{E}_S$  его составляющие мы получим по ур. (416c и d), если введем знаки составляющих тока, как они были установлены нами ранее:

$$I_{Sw} = -I'_{Lw} - I_V \text{ и } I_{Sb} = I_\mu - I'_{Lb}. \quad (424a \text{ и } b)$$

У первичного тока регулировочного трансформатора мы пренебрежем сперва намагничивающим током  $I_{\mu T}$  и потерями в железе ( $I_{vT}$ ) трансформатора и обозначим это звездочкой у буквенных обозначений. Тогда по ур. (398b), (400c и d) и (402a и b) (фиг. 276, a)

$$I_1^* = I_{L\dot{T}} e^{j\alpha} = (w + jb)(I'_{Lw} + I'_{Lb}) \quad (425)$$

и

$$I_{1w}^* = wI'_{Lw} - bI'_{Lb} \text{ и } I_{1b}^* = bI'_{Lw} + wI'_{Lb}. \quad (425a \text{ и } b)$$

Наконец полный потребляемый из сети ток получается (опять при пренебрежении  $I_{\mu T}$  и  $I_{vT}$ ) как

$$I^* = I_S + I_1^* \quad (426)$$

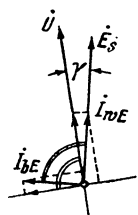
и

$$I_w^* = -[(1 - w)I'_{Lw} + bI'_{Lb} + I_V];$$

$$I_b^* = bI'_{Lw} - (1 - w)I'_{Lb} + I_\mu. \quad (426a \text{ и } b)$$

К этим составляющим тока нужно еще добавить составляющие тока потерь  $I_{vT}$  и намагничивающего тока  $I_{\mu T}$  трансформатора;  $I_{vT}$  и  $I_{\mu T}$  оказываются весьма близки по фазе к  $-\dot{U}$  и, соответственно, к  $-j\dot{U}$  [ур. (429а и б)]. Если бы мы приняли для упрощения, что они находятся в фазе с  $-\dot{E}_S$  и, соответственно, с  $-j\dot{E}_S$ , то получилось бы  $I_w = I_w^* - I_{vT}$  и  $I_S = I_b^* + I_{\mu T}$ .

Составляющие всех токов мы относили к  $\dot{E}_S$ , главным образом, принимая во внимание вращающий момент, который пропорционален произведению  $E_S$  и сумме  $I_{Lw} + I_k' + I_{v2}$  [ур. (423)]. Чтобы отнести активные и реактивные составляющие токов к напряжению сети, мы введем угол  $\gamma$  (см. фиг. 283), на который  $\dot{U}$  у п р е ж д а е т по фазе  $\dot{E}_S$ . Согласно ур. (418б)



Фиг. 284.

$$\sin \gamma = \frac{X_{Ss}(I'_{Lw} + I_V) - R_S(I_\mu - I'_{Lb})}{U}; \quad (427a)$$

$$\cos \gamma = + \sqrt{1 - \sin^2 \gamma}. \quad (427b)$$

Если для  $\sin \gamma$  получаются отрицательные значения, то  $U$  о т с т а е т по фазе от  $\dot{E}_S$ .

Отнесенные к  $\dot{U}$  составляющие тока  $I_{wU}$  и  $I_{bU}$  получаются (см. фиг. 284) из соответствующих составляющих  $I_{wE}$  и  $I_{bE}$ , отнесенных к  $\dot{E}_S$ , по уравнениям:

$$I_{wU} = I_{wE} \cos \gamma + I_{bE} \sin \gamma; \quad I_{bU} = I_{bE} - I_{wE} \sin \gamma, \quad (428a \text{ и } b)$$

где положительные значения  $I_{wU}$  находятся в фазе с  $\dot{U}$ , а положительные значения  $I_{bU}$  о п е р е ж а ю т по фазе  $\dot{U}$  на четверть периода. Для  $I_{wE}$  и  $I_{bE}$  следует подставлять соответствующие составляющие, отнесенные к  $\dot{E}_S$ , с их знаками.

Если мы положим, например, в ур. (428а и б)  $I_{wE} = I_w^*$  и  $I_{bE} = I_b^*$  [ур. (426а и б)], то получим отнесенные к напряжению сети составляющие полного потребляемого из сети тока при пренебрежении  $I_{\mu T}$  и  $I_{vT}$  регулировочного трансформатора. Если мы примем, например, что  $I_{\mu T}$  упрещает по фазе  $\dot{U}$  на четверть периода, а  $I_{vT}$  находится с  $\dot{U}$  в противофазе, то получим:

$$I_{wU} \approx I_{wU}^* - I_{vT} \text{ и } I_{bU} \approx I_{bU}^* + I_{\mu T} \quad (429a \text{ и } b)$$

( $I_{vT}$  и  $I_{\mu T}$  всегда положительны) и можем рассчитать отсюда коэффициент мощности машины с регулировочным трансформатором.

В разд. 4 мы рассчитаем по выведенным здесь уравнениям характеристики машины и сравним их с характеристиками, полученными экспериментально.

**с. Выбор и влияние фазы  $\dot{U}_{20}$ .** Если мы решим ур. (419а и б) относительно  $b$  и  $w$ , то, с учетом ур. (419с до ф), получим:

$$b = \frac{U_w K - HL + s[U_w(H + X'_{Lsv} I'_{Lw}) + HM]}{U_w^2 + H^2}; \quad (430a)$$

$$w = \frac{-U_w L - HK + s[U_w(U_w + M) - HX'_{Lsv} I'_{Lw}]}{U_w^2 + H^2}, \quad (430b)$$

где для сокращения положено

$$\left. \begin{aligned} H &= X_{S\sigma} (I'_{Lw} + I_V) - R_S (I_\mu - I'_{Lb}); \\ K &= X'_{L\sigma_0} I'_{Lw} + R'_L I'_{Lb}; \\ L &= R'_L I'_{Lw} - X'_{L\sigma_0} I'_{Lb}; \\ M &= -X_{S\sigma} I_\mu - R_S (I'_{Lw} + I_V) + (X_{S\sigma} + X'_{L\sigma_0}) I'_{Lb}. \end{aligned} \right\} \quad (430 \text{ с до f})$$

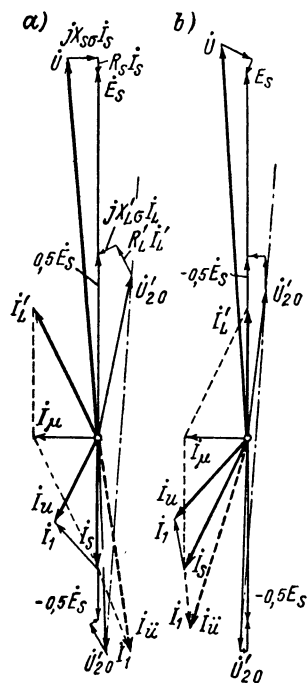
По этим уравнениям, если известны величины сопротивлений, мы можем рассчитать для заданного скольжения  $s$  и желательных при этом составляющих  $I'_{Lw}$  и  $I'_{Lb}$  (приведенного) тока ротора требуемые значения  $b$  и  $w$ , которые по ур. (402), (402а и б) определяют  $U'_{20}$  по величине и по фазе. Если мы потребуем, например, чтобы  $I'_L$  был в фазе с  $\dot{E}_S$ , т. е. чтобы вращающий момент получался при наименьшем токе ротора, то нужно положить  $I'_{Lb} = 0$ . Кроме как от  $s, b$  зависит также еще в сильной мере от роторного тока  $I'_L$ , тогда как на  $w$  этот ток влияет несущественно. Это легко видеть, если обратить внимание, что величины  $H, K, L$  и  $M$  малы по сравнению с  $U_w$ , так что в первом приближении можно пренебречь этими величинами по сравнению с  $U_w$ . Так как изменение величин  $b$  и  $w$  с током ротора простыми средствами невозможно (см. разд. 7), то обычно удовлетворяются тем, что устанавливают  $b$  и  $w$  для номинального тока ротора. Этим основным случаем мы сначала и ограничимся.

При постоянном токе ротора  $I'_L = I'_{Lw} + I'_{Lb}$  и постоянных сопротивлениях для всех значений  $w$  и  $b$ , как  $b$ , так и  $w$  линейно зависят от скольжения  $s$ , т. е. геометрическое место точек конца  $U'_{20}$  есть прямая линия. Для построения этой прямой достаточно взять два значения  $s$ : например,  $s = 0$  и  $s = 1$ .

Для шунтового двигателя, для которого значения сопротивлений указываются в разд. 4б, на фиг. 285 представлены два таких геометрических места (прямые) для  $U'_{20}$  штрихпунктирными линиями ( $U = 110/\sqrt{3}$ ). Прямая, обо-



Фиг. 285. Лучшие геометрические места (а и б)  $U'_{20}$  при номинальном моменте.



Фиг. 286. Векторные диаграммы при  $s = 0,5$  и  $s = -0,5$  для случаев а и б на фиг. 285.

значенная через  $a$ , предполагает, что при «номинальном активном токе»  $I'_{Lw} = 21,5 a$  (действительный номинальный ток двигателя несколько больше) реактивный ток  $I'_{Lb} = 10,5 a (= I_\mu)$ , тогда как для прямой  $b$  принято, что номинальный ток  $I'_L = I'_{Lw}$  находится в фазе с  $\dot{E}_S$  ( $I'_{Lb} = 0$ ). По ур. (430а и б) в случае а:  $b = 0,0436 + 0,1425 \cdot s$ ;  $w = -0,0664 + 0,965 \cdot s$  и в случае б:  $b = 0,0099 + 0,126 \cdot s$ ;  $w = -0,071 + 0,925 \cdot s$  (подставлено  $I_V = 0$ , сопротивление, как для фиг. 280).

На фиг. 286, а и б для этих обоих случаев представлены диаграммы напряжений и токов при «номинальном активном токе»  $I'_{Lw} = 21,5 a$  для  $s = 0,5$  и  $s = -0,5$  (штриховыми линиями). Потери в железе и токами в перекрытых щетками секциях ротора для простоты пренебрегаются. В обоих случаях  $E_S$  при неизменном токе ротора (следовательно, постоянном вращающем моменте) не зависит от скольжения, так как падение напряжения ( $R_S + jX_{Ss}$ )  $I_S$  от него не зависит. Чтобы получить в обоих случаях тот же самый намагничивающий ток, одно и то же значение принято не для  $U$ , а для  $E_S$  (60в). По  $I'_L$  по ур. (416а до д) получается  $I_S$  и по разд. 1б [ур. (400d)] ток  $I_L$  в первичной обмотке регулирующего трансформатора, который, будучи прибавлен к  $I_S$ , дает ток сети  $I$ . Для нижесинхронной скорости вращения ( $s = 0,5$ ) он обозначен через  $I_u$ , а для вышесинхронной ( $s = -0,5$ ) через  $I_d$ . Намагничивающим током трансформатора и его потерями в железе пренебрегается.

Мы установили уже, что для образования вращающего момента наиболее благоприятным оказывается, если ток ротора совпадает по фазе с  $\dot{E}_S$ , т. е. не появляется никакой реактивной составляющей относительно этой э. д. с. Принимая во внимание коэффициент мощности, напротив, оказывается желательным, чтобы ток ротора имел некоторую составляющую в фазе с  $I_\mu$ , т. е. брал на себя, по крайней мере, часть полного тока намагничивания (на фиг. 286, а  $I'_{Lb} = I_\mu$ ). Мощность намагничивания, покрываемая цепью ротора, пропорциональна э. д. с.  $\dot{E}'_L = s\dot{E}_S$ , т. е. в  $s$  раз меньше, чем намагничивающая мощность, покрываемая цепью статора. При  $s = 0$  она будет, таким образом, равна нулю. При  $s < 0$  реактивная мощность намагничивания будет даже отдаваться из роторной цепи через обмотку статора в сеть, если ток ротора имеет достаточно большую составляющую в фазе с  $I_\mu$  (см. фиг. 286, а для  $s = -0,5$ ). В случае а потери в обмотке статора оказываются насколько возможно малыми, в случае б это справедливо для ротора. Если  $I'_{Lb} > I_\mu$ , потери в обмотках будут больше как в статоре, так и в роторе. Поэтому для номинального момента случай а должен, по-видимому, быть особенно благоприятным.

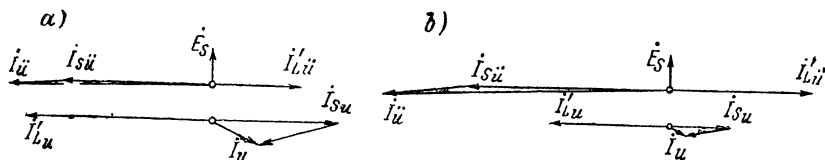
Если нагрузка отклоняется от номинального момента так же, как у однофазной машины (разд. I Е1), изменяется реактивная составляющая тока ротора; при большей нагрузке она уменьшается, а при меньшей увеличивается. При чистом холостом ходе должно быть  $I'_{Lw} = 0$ . При этом мы получаем реактивный ток холостого хода:

$$I'_{Lb0} = \frac{bU_w + w(R_S I_\mu - X_{Ss} I_V)}{wR_S + R'_L}. \quad (431)$$

На фиг. 287, а и б представлены диаграммы токов при чистом холостом ходе для той же установки  $U'_{20}$ , что и на фиг. 286, а и б (опять положено  $I_V = 0$ ). Токи ротора и статора здесь зависят также от скорости вращения, поэтому для ниже- и вышесинхронной скорости вращения они различаются индексами  $u$  и  $d$ . При нижесинхронной скорости вращения токи статора и ротора в случае а ( $I'_{Lu} = 31,7$ ;  $I'_{Su} = 21,2 a$ ) оказываются значительно большими, чем в случае б ( $I'_{Lu} = 20,65$ ;  $I'_{Su} = 10,15 a$ ), а при вышесинхронной скорости вращения —

наоборот. Так как мы пренебрегли потерями в железе, то при чистом холостом ходе  $m_S U I \cos(\dot{U}, I)$  должно быть равно полным потерям в меди. Так как это не вполне очевидно из фиг. 287, а и б, то в данном случае существенно, что токи мы построили не по отношению к  $\dot{U}$ , а по отношению  $\dot{E}_S$ .

Лучший коэффициент мощности и малый реактивный ток холостого хода, таким образом, противоречат друг другу при нижесинхронных скоростях вращения. Выбор реактивного тока при номинальном режиме будет зависеть от



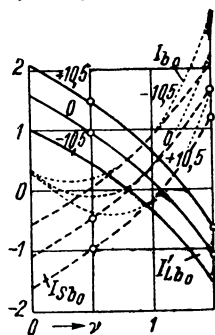
Фиг. 287. Диаграммы токов при чистом холостом ходе и установке  $\dot{U}'_{20}$ , как на фиг. 286, а и б; масштаб тока, как на фиг. 286, а и б.

того, часто ли при работе встречаются холостой ход и малые нагрузки или работа протекает в основном при постоянном моменте. В первом случае  $I'_L$  принимается примерно совпадающим по фазе с  $\dot{E}_S$  при номинальной нагрузке, тогда как во втором случае, принимая во внимание лучший коэффициент мощности, целесообразно некоторое упреждение по фазе.

На фиг. 288 нанесены реактивные токи холостого хода для таких значений  $\dot{U}'_{20}$ , при которых реактивный ток  $I'_{Lb}$ , возникающий при «номинальном активном токе»  $I'_{Lw} = 21,5$  а, равен  $-10,5$ , 0 и, соответственно,  $+10,5$  а, в зависимости от относительной скорости вращения  $v = n/n_1 = 1 - s$  (все токи, как и до сих пор, отнесены к фазе  $\dot{E}_S$ ). Сплошные кривые действительны для роторного [ $I'_{Lb0}$  по ур. (431) при  $I_u = 10,5$  а,  $I_V = 0$ ,  $U_w = 110/\sqrt{3}$ ], штриховые для статорного [ $I_{Sb0}$  по ур. (416d) при  $I'_{Lb0}$  вместо  $I'_{Lb}$ ] и пунктирные для полного потребляемого из сети реактивного тока холостого хода [ $I_{b0}$  по ур. (426 б) при  $I'_{Lw} = 0$ ]. На фиг. 288 они отнесены к  $I'_{Lw} = 21,5$  а.

При чистом холостом ходе действительно имеющая место скорость вращения будет, конечно, больше, чем при номинальном активном токе; она может быть рассчитана по ур. (422). Изображенные на кривых кружки примерно соответствуют установленным значениям  $\dot{U}'_{20}$ , как они были предположены на фиг. 286, а и б и 287, а и б. Для кривых на фиг. 288 принято, далее, что сопротивления машины (включая трансформатор) не зависят ни от тока, ни от установки регулировочного трансформатора, т. е. геометрические места  $\dot{U}'_{20}$  являются прямыми линиями (см. фиг. 285). Так как по условиям уничтожения искрения значительные высесинхронные скорости не имеют места, больших реактивных токов следует опасаться особенно при нижесинхронных скоростях вращения. Большие реактивные токи в статоре и роторе становятся, впрочем, как вытекает из фиг. 288, при нижесинхронных скоростях вращения в полном токе сети незаметными, так как ток в первичной обмотке регулировочного трансформатора имеет значительную составляющую в противофазе к току статора (см. фиг. 287, а и б).

Можно было бы, конечно, так устанавливать реактивную составляющую  $\dot{U}'_{20}$  для каждой регулировочной ступени, чтобы внутри практически рассматриваемой области нагрузок имели место наименьшие реактивные токи. Однако



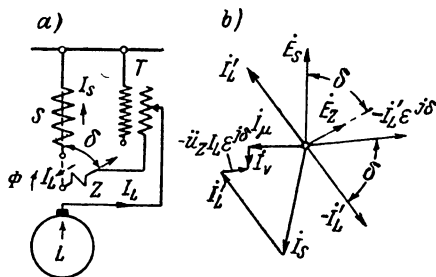
Фиг. 288. Реактивные токи холостого хода (отнесенные к  $I'_{Lw} = 21,5$  а); — ротор; - - - статор; ... сеть; параметр  $I'_{Lb}$ , при  $I'_{Lw} = 21,5$  а.

выполнение трансформатора тогда усложняется. При регулировании в этом случае мы переходили бы с одной кривой на фиг. 288 на другую. При постоянной установке регулировочного трансформатора и пренебрежении переменностью  $I_\mu$  и  $I_V$  согласно ур. (421) реактивная составляющая  $I'_{Lb}$  роторного тока линейно зависит от  $I'_{Lw}$ , следовательно, приблизительно и от вращающего момента.

Токи короткого замыкания и переменность сопротивлений при регулировании также влияют на кривые на фиг. 288. У малых машин особенно заметным становится переходное сопротивление щеток, которое не постоянно, как мы это принимали, а зависит от тока (см. разд. 4b).

Относительно ур. (421) и (431) для реактивного тока ротора, приведенного к статорной обмотке, уместно сделать еще одно замечание. При  $w = -R'_L/R_S$  знаменатель уравнений становится равным нулю, так что создается впечатление, что реактивный ток был бы тогда бесконечно большим. Однако это не так, поскольку со знаменателем и числитель обращается в нуль, в чем можно убедиться, если рассчитать  $I'_{Lw}$  по ур. (420) при  $w = R'_L/R_S$  и подставить в ур. (421). В практических случаях —  $w$  всегда значительно меньше чем  $R'_L/R_S$  и  $U \approx U_w$ , так что определять предельное значение  $I'_{Lb}$  излишне.

**d. Влияние вспомогательной обмотки статора, включенной в роторную цепь.** Чтобы получить желаемую фазу напряжения холостого хода  $U_{20}$ , приложенного к щеткам ротора, при совпадении по фазе регулировочного напряжения на трансформаторе и напряжения статора можно ввести в цепь ротора некоторую добавочную обмотку, расположенную на статоре.



Фиг. 289. Влияние добавочной обмотки  $Z$  на диаграмму токов.

Принципиальная схема для этого указана на фиг. 289, а для одной из фаз обмоток; здесь  $S$  есть основная обмотка статора,  $Z$  — добавочная обмотка,  $T$  — регулировочный трансформатор. Положительную ось добавочной обмотки предполагаем сдвинутой на пространственный угол  $\delta$  относительно оси основной обмотки статора по направлению вращения поля. Результирующий полный ток в машине содержит, таким образом, кроме полных токов обмотки ротора и основной статорной обмотки, еще полный ток добавочной обмотки. Если мы представим себе ось обмотки  $Z$  повернутой от оси обмотки  $S$ , то согласно разд. 1b на временной диаграмме полных токов мы должны вводить ток в обмотке  $Z$  как  $-i_L e^{j\delta}$  (см. фиг. 277, а и b). При коэффициентах трансформации

$$\ddot{u}_M = \frac{\xi_L w_L}{\xi_S w_S}; \quad \ddot{u}_Z = \frac{\xi_Z w_Z}{\xi_L w_L} \text{ и } i'_L = \ddot{u}_M i_L \quad (432a \text{ до } c)$$

мы получим (см. фиг. 289):

$$i_\mu + i_V = i_S + i'_L - \ddot{u}_Z i'_L e^{+j\delta} = i_S + [1 - \ddot{u}_Z (\cos \delta + j \sin \delta)] i'_L. \quad (432)$$

Отсюда получаются значения активной и реактивной составляющих тока статора  $I_S$  со знаками, как мы установили их в разд. 3а,

$$I_{Sw} = -I_V - (1 - \ddot{u}_Z \cos \delta) I'_{Lw} - \ddot{u}_Z \sin \delta \cdot I'_{Lb}; \quad (433a)$$

$$I_{Sb} = I_\mu - (1 - \ddot{u}_Z \cos \delta) I'_{Lb} + \ddot{u}_Z \sin \delta \cdot I'_{Lw}, \quad (433b)$$

которые войдут теперь вместо ур. (424а и б) в разд. 3б.

Если мы пренебрежем рассеянием этой маленькой вспомогательной обмотки и ее влиянием на напряжение рассеяния основной обмотки статора, то, как показывает ход расчета по разд. 3б, снова будут справедливы ур. (420), (420а) и (421) для  $I'_{Lw}$  и  $I'_{Lb}$ , если в сокращениях (419 с до ф) для  $A$  до  $D$  положить

$$X_{S\sigma}^* = (1 - \ddot{u}_Z \cos \delta) X_{S\sigma} - \ddot{u}_Z \sin \delta \cdot R_S \text{ вместо } X_{S\sigma} \quad (434a)$$

и

$$R_S^* = (1 - \ddot{u}_Z \cos \delta) R_S + \ddot{u}_Z \sin \delta \cdot X_{S\sigma} \text{ вместо } R_S, \quad (434b)$$

тогда как  $X_{S\sigma}$  и  $R_S$  в ур. (420), (420а) и (421) сохраняют свои действительные значения. В ур. (418а и б) для  $U_w$  и  $U_b$  у падений напряжений от токов  $I'_{Lw}$  и  $I'_{Lb}$  точно так же нужно заменить  $X_{S\sigma}$  и  $R_S$  по (434а и б), тогда как у падений напряжений от токов  $I_V$  и  $I_\mu$  величины  $X_{S\sigma}$  и  $R_S$  имеют свои действительные значения.

При расчете тока  $I_1^*$ , который в пренебрежении  $I_{\mu T}$  и  $I_{vT}$  протекает в первичной обмотке трансформатора, нужно принять во внимание, что здесь (см. фиг. 276, б)  $I_1^*$  находится в фазе с  $-I_2 = I_L$ . Таким образом,

$$I_{1w}^* = \ddot{u}_T I_{Lw} = \frac{\ddot{u}_T}{\ddot{u}_M} I'_{Lw}; \quad I_{1b}^* = \frac{\ddot{u}_T}{\ddot{u}_M} I'_{Lb}. \quad (435a \text{ и } b)$$

Здесь  $\ddot{u}_T = \omega_2/\omega_1$  обозначает коэффициент трансформации трансформатора (без учета добавочной обмотки на статоре);  $\ddot{u}$  следует подставлять отрицательным, если вторичное напряжение трансформатора направлено встречно первичному напряжению. Для общего тока сети  $I^*$  (пренебрегая  $I_{\mu T}$  и  $I_{vT}$ ) справедливо следующее:

$$I_w^* = I_{1w}^* + I_{Sw}; \quad I_b^* = I_{1b}^* + I_{Sb}. \quad (435c \text{ и } d)$$

Составляющие токов, отнесенные к э. д. с.  $\dot{E}_S$  в статорной обмотке, мы можем по ур. (427 а и б) и (428а и б) снова отнести к напряжению на зажимах  $\dot{U}$  и прибавить к ним токи  $I_{\mu T}$  и  $I_{vT}$  трансформатора, которыми до сих пор мы пренебрегали [см. ур. (429а и б)].

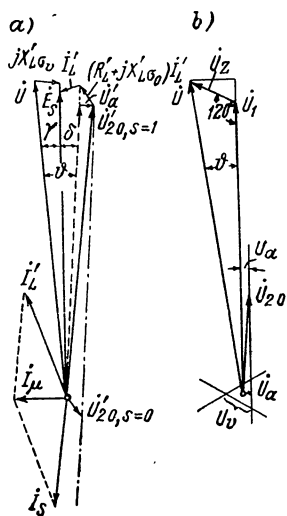
Использование этих уравнений мы покажем в разд. 5б и с.

#### 4. Регулирование при помощи ступенчатого трансформатора

а. Включение ступенчатого трансформатора. На фиг. 290, а для шунтового двигателя со значениями сопротивлений по разд. б построена диаграмма токов при  $I'_{Lw} = 21,5$  а и  $I'_{Lb} = 8$  а, которая



по разд. 3с соответствует примерно лучшему режиму в отношении коэффициента мощности при  $I_{Lw} = 21,5 a$  и реактивного тока ротора при холостом ходе ( $I_V$  пренебрегается). Штрихпунктирная прямая



Фиг. 290. Векторные диаграммы для обоснования схемы на фиг. 291.

есть геометрическое место напряжения холостого хода  $\dot{U}'_0$  регулировочного трансформатора, если мы примем сопротивления в цепи регулирования не зависящими от регулировочных ступеней. Для значений скольжения  $s=1$  и  $s=0$  построены напряжения  $\dot{U}'_{s0}$ . Если на фиг. 290, а мы проведем линию, параллельную штрихпунктирному геометрическому месту  $\dot{U}'_{s0}$ , которая проходит через точку начала координат, то увидим, что  $\dot{U}'_{s0}$  можно разложить на две составляющие, одна из которых совпадает по фазе с некоторым напряжением, отстающим от  $\dot{U}$  на фазовый угол  $\vartheta = \gamma + \delta$ , и величина которой при регулировании скорости изменяется, тогда как другая составляющая  $\dot{U}'_a$ , к ней перпендикулярная, не зависит от регулирования и равна расстоянию между обеими параллельными прямыми.

Рассмотрим сначала первую составляющую. Фазовый угол  $\vartheta$  мы получаем как сумму углов  $\gamma$  и  $\delta$ . Круговые функции угла  $\gamma$  мы указали уже в разд. 3б [ур. (427а и б)]; угол  $\delta$  мы получаем по фиг. 290, а из уравнения

$$\operatorname{tg} \delta = X'_{L\sigma v} I'_{Lw} / (E_s + X'_{L\sigma v} I'_{Lb}). \quad (436)$$

В нашем примере  $\vartheta = 8^\circ 11'$ . Вместо того чтобы устанавливать составляющую напряжения отстающей относительно  $\dot{U}$  на этот фазовый угол, мы можем по разд. 1а также сдвинуть щетки из I-го основного положения против направления вращения поля. Принимая во внимание лучшее уничтожение искрения и малые падения напряжения рассеяния, следует все же предпочитать, чтобы щетки оставались в первом основном положении, как мы это здесь и будем предполагать.

Отставание по фазе составляющей напряжения  $\dot{U}'_{s0}$  на временной угол  $\vartheta$  относительно  $\dot{U}$  может быть получено при помощи добавочного напряжения, которое добавляется к напряжению первичной обмотки регулировочного трансформатора. Мы получаем его посредством маленькой добавочной обмотки в самом регулировочном трансформаторе, которую нужно включить последовательно с первичной обмоткой трансформатора.

На фиг. 291 вверху справа представлено одно из подходящих для этого включений в первичной цепи регулировочного трансформатора.

Для наглядности части обмотки трансформатора изображены так, что их оси одновременно дают векторную диаграмму (фиг. 290, *b*) для трансформатора; части обмоток с одинаковыми осями находятся, таким образом, на одних и тех же стержнях. Из фиг. 291 и 290, *b* следует

$$U_Z = \frac{2}{\sqrt{3}} U \sin \vartheta. \quad (437a)$$

Каждую фазу основной обмотки трансформатора нужно выбирать для напряжения (см. также фиг. 290, *b*)

$$U_1 = U \cos \vartheta - U_Z/2. \quad (437b)$$

Вторая, постоянная, составляющая вторичного напряжения  $\dot{U}'_{20}$  согласно фиг. 290, *b* должна отставать по фазе на четверть периода от напряжения  $\dot{U}_1$ , которое совпадает со штриховой прямой на фиг. 290, *a*. Ее величина будет

$$\begin{aligned} U'_a &= (X_{L\sigma 0} I'_{Lw} + R I'_{Lb}) \cos \delta \approx \\ &\approx X'_{L\sigma 0} I'_{Lw} + R I'_{Lb}, \end{aligned}$$

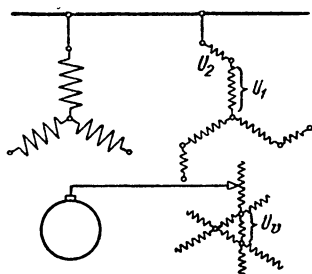
что составляет в нашем примере около 2,58 в. Чтобы получить действительное ее значение на вторичной стороне, нужно умножить  $U'_a$  на коэффициент трансформации  $\dot{u}_M = 0,616$ ; таким образом,  $U_a = 1,59$  в. Эту составляющую мы получаем посредством смешанного включения вторичных обмоток трансформатора по фиг. 291 справа внизу, которое соответствует векторной диаграмме на фиг. 290, *b*, указанной тонкими линиями. Часть обмотки, включенная треугольником, с напряжением 5,5 в, обычно весьма мала по сравнению с частью обмотки, соединенной в звезду.

По этим данным может быть спроектирован трансформатор, причем выбор части вторичной обмотки, соединенной в звезду, можно легко сделать, руководствуясь пределами регулирования, и на основе векторных диаграмм (фиг. 290, *b*).

Для активной составляющей  $wU = 0,506U = 32,1$  в от  $\dot{U}'_{20}$  (см. разд. *b*) на фиг. 290, *b* указано напряжение  $\dot{U}_{20} = \dot{u}_M \dot{U}'_{20}$ . При этом по фиг. 276, *b* получается

$$b = (wU \sin \vartheta + U'_a)/U \cos \vartheta = 0,113.$$

Вообще полное сопротивление, определяющее падение напряжения в ступенчатом трансформаторе, которое составляет некоторую часть полного сопротивления  $R'_l + jX'_{L\sigma 0}$  роторной цепи, на отдельных регулировочных ступенях не является неизменным. Как правило, оно тем больше, чем больше  $U'_{20}$ , т. е. чем больше скорость вращения отличается от синхронной. Если мы затем снова потре-



Фиг. 291. Включение регулировочного трансформатора.

буем, чтобы реактивная составляющая  $I'_L$  при номинальном моменте оставалась той же самой на каждой ступени регулирования, то  $U'_a$  также должно возрастать с возрастанием скольжения  $s$ . Реактивное сопротивление рассеяния регулировочного трансформатора, вообще говоря, сильно зависит от расположения отдельных частей обмоток. Если мы хотим поддержать постоянной реактивную составляющую  $I'_L$  при номинальном моменте на всех ступенях регулирования, то последовательно с отдельными регулировочными ступенями нужно включать еще добавочные витки.

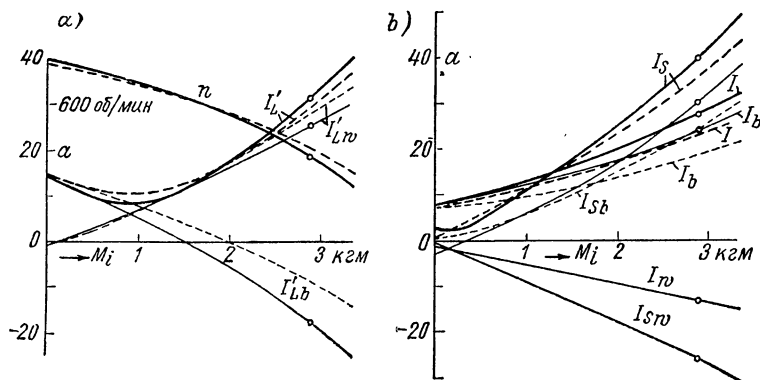
**б. Сопоставление расчета с опытом.** Для того чтобы показать расчет характеристик по уравнениям, выведенным в разд. 3б, и сопоставить их с характеристиками, полученными опытным путем, рассмотрим шунтовой двигатель, который по разд. 6 собственно предназначен для регулирования без трансформатора, при регулировании с помощью трансформатора. Двигатель подробно описан в [Л. 4, стр. 213 и далее]. Обмотка статора со смешанным соединением была разомкнута и включена просто в звезду для напряжения на зажимах 110 в (путем соединения точек  $A_{III}$ ,  $B_{III}$ ,  $C_{III}$  [Л. 4, фиг. 106]). При этом коэффициент трансформации по ур. (432а)  $\dot{U}_M = 0,616$ . Щетки ротора были установлены в I-ое основное положение. Сопротивления двигателя получились по опыту и расчету как  $R_S = 0,09$ ,  $X_{S\sigma} = 0,23$ ,  $R_L = 0,064$ ,  $X_{L\sigma_0} = 0,011$ ,  $X_{L\sigma v} = 0,076$  ом.

Регулировочный трансформатор первоначально был включен по фиг. 291 сверху справа. При номинальном напряжении  $U = 63,5$  в напряжение на основной обмотке составило  $U_1 = 60$  в, а на добавочной обмотке  $U_Z = 6,55$  в. При этом  $\sin \vartheta = 0,0893$ ,  $\cos \vartheta = 0,993$ . Чтобы сравнить расчетные характеристики с опытными, мы ограничимся единственной ступенью скорости вращения, а именно нижесинхронной, при которой становится заметным вращающий момент, вызванный токами в перекрытых щетками секциях ротора. Для этого не было необходимо включать вторичную обмотку трансформатора по фиг. 291 справа внизу, а она отводилась от первичной основной обмотки трансформатора, так что напряжение  $U_{20} = 60/3 = 20$  в и составляло  $U'_{20} = 20/0,616 = 32,4$  в и было в фазе с  $U_1$ . При этом  $U'_{20\omega} = U'_{20} \cos \vartheta = 32,2$ ;  $U'_{20b} = U'_{20} \sin \vartheta = 2,89$  в или  $\omega = 32,2/63,5 = 0,506$  и  $b = 2,89/63,5 = 0,0455$ . При коротком замыкании первичных зажимов было измерено  $R_T = 0,015$ ;  $X_{\sigma T} = 0,0052$  ом. При этом общие сопротивления в цепи ротора получаются:  $R_L = 0,064 + 0,015 = 0,079$ ;  $X_{L\tau v} = 0,076$  и  $X_{L\sigma_0} = 0,0110 + 0,0052 = 0,0162$  ом или, деленные на  $\dot{U}_M^2$ ,  $R_L = 0,208$ ,  $X'_{L\sigma v} = 0,2$  и  $X_{L\sigma_0} = 0,0425$  ом. При этих сопротивлениях и были рассчитаны характеристики.

На фиг. 292, а и б для этой установки регулировочного трансформатора сплошными линиями нанесены расчетные характеристики, а штриховыми кривыми — опытные характеристики в зависимости от внутреннего (развиваемого на окружности якоря) вращающего момента двигателя. При измерениях внутренних вращающий момент полагался равным сумме вращающего момента, получающегося на валу, и вращающего момента, полученного специальными измерениями, который соответствует потерям на трение и мощности на вентиляцию. Таким образом, пренебрегалось добавочными потерями, покрываемыми механическим путем, которые при нижесинхронной скорости вращения сравнительно малы. Переходное сопротивление щеток было принято не зависящим от тока ротора. При расчете принимались во внимание, кроме того, все другие влияния на вращающий момент, т. е. также вращающий момент  $M_k$ , развиваемый токами в секциях якоря, перекрытых щетками, и  $M_{22}$ , соответствующий потерям в железе ротора. Сумма  $M_k + M_{22}$  была определена приблизительно по опыту в разд. Н4б и представлена на фиг. 293, а в зависимости от скольжения  $s$ . Э. д. с.  $E_S$  в статорной обмотке составляла при этом 58 в при  $s = 0,8$

и падала до  $E_S = 54$  в при  $s = -0,5$ . Фиг. 293, *b* показывает магнитную характеристику машины  $E_S(I_\mu)$ . В разд. с мы покажем, в частности, ход расчета характеристик.

На фиг. 292, *a* представлены скорость вращения  $n$  и приведенный к статорной обмотке ток ротора  $I'_L$ , а также его составляющие  $I'_{Lw}$  и  $I'_{Lb}$ , отнесенные к  $\dot{E}_S$ . Реактивные токи от  $I'_L$ , измеренные по отношению к напряжению на зажимах, точно так же пересчитаны на э. д. с.  $\dot{E}_S$ . Различие между опытными и расчетными реактивными токами  $I'_{Lb}$  объясняется, главным образом, отклонением положения щеток от I-го основного положения, поскольку кривые  $I'_{Lb}$  проходят через нуль при различных вращающих моментах. Отклонения соответствуют неточной установке щеток на один пространственный градус или на 1,3 мм по окружности коллектора. Так как ширина щетки сама составляет 7,5 мм, это отклонение может быть вызвано уже только тем, что щетки при-



Фиг. 292. *a*) Скорость вращения  $n$ , ток ротора  $I'_L$ ; составляющие токов относительно  $\dot{E}_S$ ; *b*) ток статора  $I_S$ , ток сети  $I$ ; составляющие токов относительно  $\dot{U}$ ; ——— расчетные, — — — опытные.

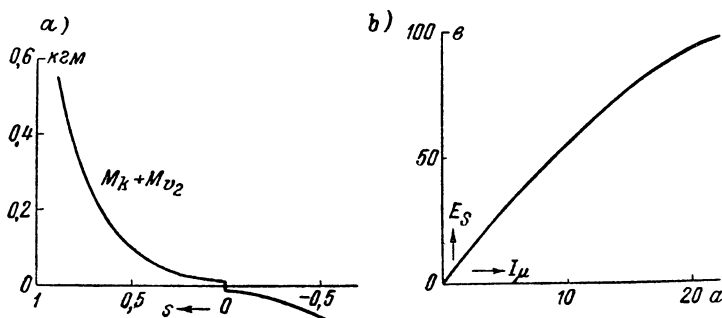
легают не по всей своей полной ширине. Отклонения у активного тока  $I'_{Lw}$  и у скорости вращения  $n$  частично обуславливаются разницей реактивных токов, но могут объясняться также неточным учетом сопротивлений, причем особую роль играет ненадежное переходное сопротивление щеток, из-за которого получается несколько ненадежным экспериментальное определение  $M_k + M_{v2}$  и неточным экспериментальное разложение тока ротора на его активную и реактивную составляющие. Отклонения у общего тока ротора  $I'_L$  следует отнести, главным образом, за счет отклонений реактивных токов.

Если мы сравним кривые  $I'_L(M)$  на фиг. 292, *a* с соответствующей кривой по упрощенному расчету в разд. За и нанесем  $I'_L$  по ур. (414с) в зависимости от  $M$  по ур. (414d) (см. фиг. 282 для  $\omega = 0,5$ ,  $b = 0,0455$ ), то увидим, что при  $M < 2$  кгм  $I'_L$  будет несколько меньше, а при  $M > 2$  кгм — несколько больше, чем на фиг. 292, *a*. Частично эти отклонения следует отнести за счет пренебрежения добавочным моментом  $M_k$  при упрощенном расчете.

На фиг. 292, *b* представлены ток статора  $I_S$  и общий ток  $I$ , потребляемый из сети, а также их составляющие  $I_{Sw}$ ,  $I_{Sb}$  и  $I_w$ ,  $I_b$ , отнесенные здесь к напряжению на зажимах  $\dot{U}$ . Расчетные и опытные активные токи  $I_{Sw}$  и  $I_w$  совпадают. Отклонения у реактивных токов и при этом также у общих токов следует отнести за счет причин, рассмотренных для фиг. 292, *a*. Намагничивающий ток в трансформаторе был принят при расчете опережающим по фазе  $\dot{U}_S$

на четверть периода, а маленьким током, соответствующим потерям в железе трансформатора, пренебрегалось.

Коэффициенты мощности, которые получаются как отношения активной составляющей тока к самому этому току, на фиг. 292, *a* и *b* не нанесены. На фиг. 292, *b*, на которой опытные и расчетные активные составляющие совпадают, отклонения коэффициентов мощности определяются отклонениями самих токов. Из-за упомянутого уже неблагоприятного выбора трансформатора коэффициент мощности двигателя с трансформатором оказывается малым; при вращающих моментах от 1,5 кгм и выше он будет около 0,5. Путем увеличения *b* он может быть значительно улучшен. Коэффициент полезного действия у маленького двигателя и при малой скорости вращения также незначителен; его наибольшее значение по опыту лежит лишь немного выше 50%.



Фиг. 293. *a*) Добавочный вращающий момент  $M_k + M_{v2}$  в зависимости от скольжения *s*; *b*) магнитная характеристика для расчетного примера.

По характеристикам на фиг. 292, *a* при номинальном моменте ( $M_i \approx 2,75$  кгм) реактивная составляющая  $I_L$  направлена противоположно намагничивающему току, тогда как, принимая во внимание коэффициент мощности, желательно, чтобы она совпадала по направлению с намагничивающим током. На самом деле *b* составляет только 0,0435, тогда как по разд. 3б мы определили как лучшее  $b = 0,113$ . Для нашей цели, а именно чтобы показать, насколько отличаются расчетные характеристики от опытных, это не является существенным. Лучшего совпадения между расчетными и опытными характеристиками, чем это показывают кривые на фиг. 292, *a* и *b*, мы и не могли ожидать из-за ненадежности установки щеток и переменности их переходного сопротивления.

**с. Ход расчета для заданной скорости вращения.** Покажем ход расчета кривых на фиг. 292, *a* и *b* для скорости вращения  $n = (1 - s) n_1 = 375$  об/мин. При этом скольжение  $s = 0,75$ . Значения  $w = 0,506$  и  $b = 0,0455$ , действительные для данного включения трансформатора, мы рассчитали уже в разд. б; там же были указаны и значения сопротивлений для двигателя с трансформатором. По ур. (419с до f) и (420а) мы получаем  $A = 0,3604$ ;  $B = 0,2525$ ;  $C = 0,3087$ ;  $D = 0,286$  ом;  $E = 0,0616$  ом<sup>2</sup>. Если мы оценим сначала  $I_\mu = 9,8$  и  $I_V = 3$  а, то получим по ур. (420):

$$I'_{Lw} = \frac{4,98 - 0,0262I_\mu - 0,0616I_V}{0,1838} = 24,6 \text{ а},$$

а по ур. (421):

$$I'_{Lb} = \frac{2,895 + 0,0455I_\mu - 0,1163I_V - 0,309I'_{Lw}}{0,2535} = -18,2 \text{ а}.$$

По ур. (417б) будет  $U_b = 3,83$ , т. е.  $U_w \approx U = 63,5$  в и по ур. (417а)  $E_S = 54,7$  в; при этом по ур. (293б) намагничивающий ток получается  $I_\mu = 9,7$  а,

следовательно, лишь немного меньше, чем предварительно принятая величина (9,8 а). По  $E_S = 54,7$  в и  $I'_{Lw} = 24,6$  а мы получаемый по ур. (359) развиваемый роторным током вращающий момент  $M = 2,63$  кгм.

Напряжение статора при представленной на фиг. 293, а сумме  $M_k + M_{v2}$  для  $s = 0,75$  будет  $E_S \approx 57,5$  в. Несколько меньшее в нашем случае значение  $E_S$  отражается на  $M_k + M_{v2}$  примерно так же, как и уменьшение скольжения до  $s \cdot 54,7/57,5 = 0,714$ . При этом мы найдем по фиг. 293, а  $M_k + M_{v2} = 0,25$  кгм и получим полный развиваемый в машине вращающий момент как  $M_i = M + M_k + M_{v2} = 2,88$  кгм.

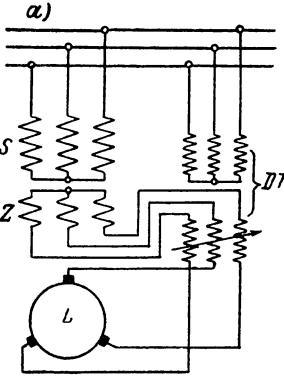
По значениям  $I'_{Lw}$  и  $I'_{Lb}$  мы получаем по ур. (424а и б) отнесенные к  $E_S$  составляющие  $I_{Sw} = -27,76$  и  $I_{Sb} = 27,9$  от  $I_S = 39,4$  а. Теперь относим их к напряжению на зажимах  $\dot{U}$ . По ур. (427а и б) получаем  $I_{SwU} = -25,9$ ,  $I_{SbU} = 29,5$  а.

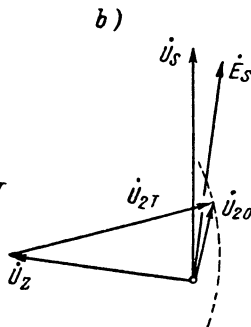
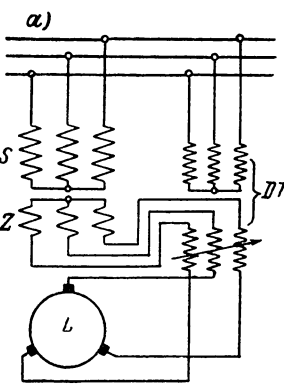
Отнесенные к  $E_S$  составляющие общего тока  $\dot{i}$ , потребляемого из сети, при пренебрежении намагничивающим током  $I_{\mu T}$  и током потерь  $I_{vT}$  трансформатора по ур. (426а и б) будут  $I_w^* = -14,48$  и  $I_b = 19,82$  а. Если мы отнесем их к напряжению на зажимах, то по ур. (428а и б) получим  $I_{wU} = -13,21$  и  $I_{bU} = 20,64$  а. Намагничивающий ток трансформатора  $I_{\mu T} = 3$  а, а током потерь  $I_{vT}$  вследствие его малости пренебрегаем. При этом мы получаем, наконец, отнесенные к напряжению сети составляющие общего тока  $\dot{i}$ :  $I_{wU} = I_{wU} = -13,21$  а и  $I_{bU} = 23,64$  а.

На фиг. 292, а и б рассчитанные здесь токи указаны кружками.

## 5. Регулирование с помощью поворотного трансформатора

Посредством ступенчатого трансформатора скорость вращения может изменяться только скачками, которые будут более или менее грубыми, смотря по числу выводов вторичной обмотки трансформатора. Во многих случаях желательно плавное регулирование скорости вращения, которое можно получить с помощью поворотного трансформатора. Хотя последний значительно дороже, чем ступенчатый трансформатор, он не требует специальной переключающей аппаратуры, которая необходима при ступенчатом трансформаторе.

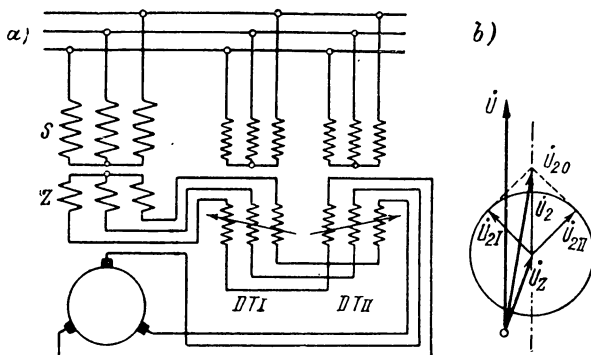
а) 



Фиг. 294. Схема с простым поворотным трансформатором (DT).

а. Схемы. При малых пределах регулирования заводами Шорха применяется схема по фиг. 294, а с простым поворотным трансформатором DT. Так как простой поворотный трансформатор дает напряжение практически постоянной величины, но переменное по

фазе, в цепь ротора добавляется еще некоторое постоянное напряжение  $\dot{U}_Z$  посредством добавочной обмотки  $Z$ , которая располагается в пазах статорной обмотки. Она смещается по отношению к основной обмотке статора примерно на половину полюсного деления. На фиг. 294, *b* изображена векторная диаграмма этого двигателя. Штрихпунктирное геометрическое место напряжения  $\dot{U}_{20}$  является окружностью, которая тем больше приближается к прямой, к которой по разд. 3с (см. фиг. 286, *a* и *b*) следует стремиться при постоянном вращающем моменте, чем больше добавочное напряжение  $\dot{U}_Z$ . При этом трансформатор используется тем хуже, чем больше окружность приближается к желательному прямолинейному геометрическому



Фиг. 295. Схема со сдвоенным поворотным трансформатором.

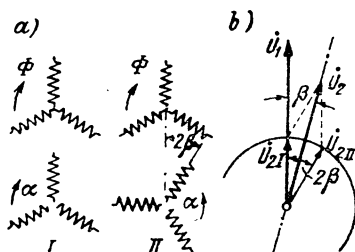
месту, поскольку тогда может быть использована только часть регулирующего напряжения поворотного трансформатора. Так как в практических случаях приближение к прямолинейному геометрическому месту является всегда лишь очень неполным, такое регулирование применяется только при очень малых пределах регулирования, примерно  $s = \pm 0,2$ . Несмотря на малые пределы регулирования, при этом всегда еще приходится считаться с относительно большими реактивными токами.

Для больших пределов регулирования заводы Шорха применяют в принципиальной схеме по фиг. 295, *a* сдвоенный поворотный трансформатор, у которого, как известно, фаза результирующего вторичного напряжения при холостом ходе получается неизменной (см. разд. А2f, т. IV). Здесь также добавочной обмоткой  $Z$ , которая лежит в тех же пазах, что и основная обмотка статора  $S$ , в цепь ротора вводится некоторое постоянное напряжение  $\dot{U}_Z$ . Если машина выполняется с двойным щеточным устройством (шестищеточное включение), нужно разомкнуть нулевую точку звезды обмотки  $Z$  и свободные концы подвести ко второму щеточному устройству. Геометрическим местом напряжения  $\dot{U}_{20}$ , определяющего регулирование, здесь; при пренебрежении намагничивающим током трансформатора, является прямая, параллельная  $\dot{U}$  (фиг. 295, *b*). Положение доба-

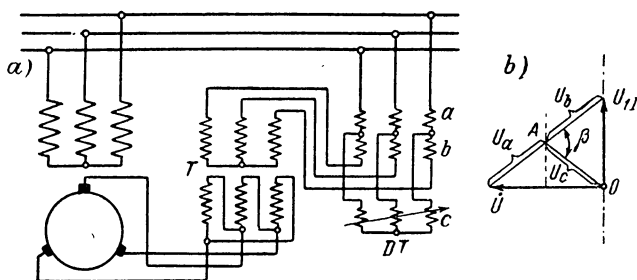
вочной обмотки  $Z$  по отношению к основной обмотке  $S$  в статоре определяется желательным расстоянием геометрического места от вектора напряжения  $\dot{U}$  и предельными значениями для регулирования скорости вращения.

Чтобы получить некоторый наклон геометрического места  $\dot{U}_{20}$  по отношению к напряжению статора  $\dot{U}$  на угол  $\beta$ , можно так укрепить сидящие на общем валу роторы обоих отдельных поворотных трансформаторов, чтобы ось обмотки одного из них составляла угол  $2\beta$  с соответствующей статорной обмоткой, когда оси обмоток другого отдельного трансформатора совпадают. Это показано на фиг. 296,  $a$  и на соответствующей векторной диаграмме на фиг. 296,  $b$ .

SSW применяет для регулирования одиночный поворотный трансформатор  $DT$  в сочетании с неподвижным трансформатором  $T$  в схеме по фиг. 297,  $a$ . Если обе части  $a$  и  $b$  обмотки статора и обмотка  $c$  ротора поворотного трансформатора имеют одно и то же число витков, то и индуцированные в них э. д. с. также имеют одинаковые действующие значения. Напряжения  $\dot{U}_a$  и  $\dot{U}_b$  в частях обмотки  $a$  и  $b$  всегда совпадают по фазе, тогда как фаза напряжения  $\dot{U}_c$  в обмотке ротора  $c$  меняется при повороте поворотного трансформатора согласно фиг. 297,  $b$ . При изменении угла  $\beta$  поворотного трансформатора точка



Фиг. 296. Сдвоенный поворотный трансформатор для постоянного угла  $\beta$  между  $\dot{U}_1$  и  $\dot{U}_2$ .



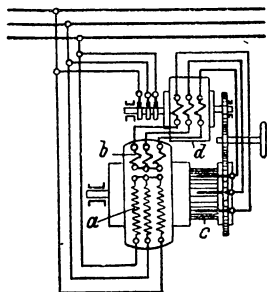
Фиг. 297. Схема с одиночным поворотным трансформатором для  $\dot{U}_{20}$  в фазе с  $\dot{U}$ .

$A$  перемещается по перпендикуляру к середине приложенного к поворотному трансформатору напряжения сети  $\dot{U}$  (на фазу), а геометрическим местом напряжения  $\dot{U}_{1T}$  на первичной обмотке неподвижного трансформатора  $T$  является штрихпунктирная прямая, перпендикулярная  $\dot{U}$ . Если вторичная обмотка трансформатора  $T$  соединяется треугольником, то ее напряжение будет в фазе с напряжением сети  $\dot{U}$ , т. е. примерно соответствовать фазе требуемого регули-

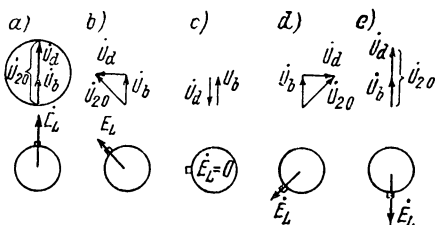


ровочного напряжения  $\dot{U}_{20}$ . Если вторичная обмотка включается звездой, то щетки должны быть сдвинуты на  $90^\circ$ .

Чтобы обойтись простым поворотным трансформатором, АЕГ был избран другой путь. При этом схема оказывается принципиально той же самой, что и на фиг. 294, а, но чтобы выровнять переменную фазу вторичного напряжения регулировочного трансформатора, одновременно с поворотным трансформатором на соответствующий угол сдвигаются и щетки, так как согласно разд. 1а сдвиг напряжения  $\dot{U}_{20}$ , которое подводится к коллектору, может компенсироваться соответствующим сдвигом щеток из первого основного положения.



Фиг. 298. Шунтовая машина АЕГ.



Фиг. 299. Пояснение к машине на фиг. 298.

Поэтому щеточная траверса связывается через зубчатую передачу с поворотным трансформатором, последний размещается непосредственно над двигателем и объединяется с ним в одном кожухе, как это позволяет видеть фиг. 298, которая показывает также пространственное расположение. Обмотка  $a$  есть основная обмотка статора ( $S$  на фиг. 294, а), обмотка  $b$  — добавочная обмотка ( $Z$  на фиг. 294, а) и  $d$  — вторичная обмотка поворотного трансформатора.

Чтобы пояснить принцип этого способа регулирования, примем сначала, что коэффициент передачи между поворотным трансформатором и щеточной траверсой (приведенный к числу пар полюсов  $p = 1$ ) равен  $2 : 1$  и что действующие значения напряжений  $U_b$  на добавочной обмотке  $b$  и  $U_d$  на вторичной обмотке поворотного трансформатора  $d$  равны друг другу. Тогда мы получим представленные на фиг. 299, а до е векторные диаграммы для результирующего подводимого к щеткам напряжения  $\dot{U}_{20}$  с указанными под ними положениями щеток.

Фиг. 299, а соответствует наиминишей скорости вращения,  $\dot{U}_b$  и  $\dot{U}_d$  совпадают по фазе, их сумма  $\dot{U}_{20}$  находится в фазе с индуктированной э. д. с.  $\dot{E}_L$ . Фиг. 299, б показывает соответствующие картины после поворота поворотного трансформатора на  $90^\circ$  и сдвига щеток на  $45^\circ$ ; напряжение  $\dot{U}_{20}$  опять совпадает по фазе с э. д. с.  $\dot{E}_L$ , индуктированной в роторе. После следующего поворота трансформатора на  $90^\circ$  (фиг. 299, в)  $\dot{U}_{20} = 0$  и  $\dot{E}_L = 0$  (синхронная скорость вращения). При дальнейшем поворачивании трансформатора

со щетками  $\dot{U}_{z0}$  и  $\dot{E}_L$  будут направлены встречно; мы получим вышесинхронную скорость вращения (фиг. 299, *d* и *e*). Фиг. 299, *e* действительна для наибольшего значения скорости вращения.

Мы знаем, что при этом получаются еще не самые благоприятные рабочие свойства, что, напротив, необходим некоторый сдвиг напряжения  $\dot{U}_{z0}$  по отношению э. д. с., индуктированной в обмотке ротора, зависящий от скорости вращения, и что при синхронной скорости вращения (фиг. 299, *c*) должна существовать составляющая подводимого к ротору напряжения, которая отстает по фазе от  $\dot{E}_S$  (см. фиг. 290, *a*). Чтобы достичь этого,  $U_b$  выбирается соответственно большей, чем  $U_a$ . Чтобы и для других скоростей вращения получать более благоприятную фазу  $\dot{U}_{z0}$  относительно  $\dot{E}_S$ , механический коэффициент передачи между поворотным трансформатором и щеточной траверсой выбирается таким образом, что при нижесинхронной скорости вращения щеточная траверса несколько обгоняет поворотный трансформатор, а при вышесинхронной несколько отстает от него [Л. 255].

Если при описанном здесь способе регулирования АЕГ поворотный трансформатор должен полностью использоваться, скорость вращения при ниже- и вышесинхронном режимах должна в одинаковой мере по величине отклоняться от синхронной скорости. Если мы примем, что работа является еще допустимой при 1,5-синхронной скорости вращения, то область регулирования получается между  $0,5 n_1$  и  $1,5 n_1$ , т. е. соотношение 1 : 3. Если требуется больший диапазон регулирования, то приходится отказываться от полного использования поворотного трансформатора в вышесинхронной области или достигать низших скоростей вращения другими вспомогательными средствами, например, путем включения сопротивлений в цепь статора или ротора. В последнем случае скорость вращения, конечно, сильно зависит от вращающего момента.

**в. Данные для сравнения в разд. с.** Для сравнения расчета с опытом мы возьмем четырехполюсный шунтовой двигатель завода Шорха со вдвоенным поворотным трансформатором в принципиальной схеме по фиг. 295, *a*, но при шестищеточном включении. В этом разделе установим сначала данные, являющиеся основными для этого сравнения.

Напряжение на зажимах 120 в, область регулирования между 670 и 2000 об/мин при мощности между 2,4 и 7,2 квт (т. е. при постоянном вращающем моменте).

**Статор.** Внешний диаметр 310 мм, расточка 220 мм, длина пакета железа 125 мм; 36 полуоткрытых пазов, шириной 14,5 мм, глубиной 22,5 мм; ширина прорези паза 2,5 мм. Число полюсов  $2p = 4$ .

**Основная обмотка.** Обычная обмотка переменного тока с 8 проводниками в пазу с поперечным сечением  $2,7 \cdot 5,3 \text{ мм}^2$ , число последовательно соединенных витков в фазе  $w_S = 48$ .

**Вспомогательная обмотка.** По 1 проводнику в 24 пазах, число витков в фазе  $w_Z = 4$ .

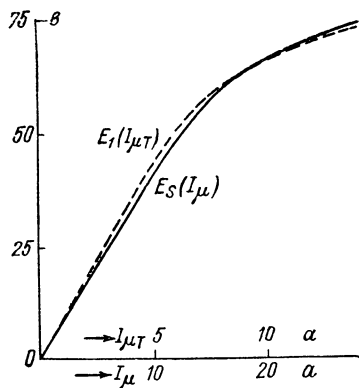
**Ротор.** Внешний диаметр 218,8 мм, длина пакета железа 125 мм; 41 паз шириной 8,5 мм, глубиной 28 мм.

**Основная обмотка.** Одноходовая неперекрещенная волновая обмотка с одним витком в секции, 6 проводников в пазу с поперечным сечением  $1,6 \cdot 7 \text{ мм}^2$ ,  $u = 3$ ,  $y_1 = 24$ ,  $y_2 = 37$ ,  $y = 61$ .

Вспомогательная обмотка. Одноходовая непрерывная волновая обмотка с 2 витками в секции; 12 проводников в пазу диаметром 1,3 мм;  $u = 3$ ,  $y_1 = 9$ ,  $y_2 = 52$ ,  $y = 61$ ; включается параллельно основной обмотке (см. фиг. 234, б для петлевой обмотки).

Коллектор. Диаметр 150 мм, число пластин  $k = 123$ . Двойное щеточное устройство (шестищеточное включение) с 6 щеточными болтами, по 1 щетке со скользящей поверхностью  $0,64 \cdot 3,2 \text{ см}^2$ . Металлизованные угольные щетки марки МК 50.

Коэффициенты трансформации двигателя по опыту и расчету [ур. (432а и б)] получаются  $\dot{u}_M = 0,804$ ,  $\dot{u}_Z = 0,1035$ ; активные сопротивления при  $60^\circ \text{С}$  как  $R_S = 0,0885$ ,  $R_Z = 0,003$ ,  $R_L = 0,053 \text{ ом}$ ; реактивные сопротивления  $X_{S\sigma} = 0,149$ ,  $X_{L\sigma v} = 0,0904$ ,  $X_{L\sigma 0} = 0,006 \text{ ом}$ , когда щетки стоят в I-ом основном положении. Переходное напряжение пары последовательно включенных металло-угольных щеток мы принимаем при 30 а за 1 в. При этом переходное сопротивление щеток  $R_{LB} = 0,033 \text{ ом}$ . Магнитная характеристика  $E_S(I_\mu)$  представлена сплошной кривой на фиг. 300.



Фиг. 300. Магнитные характеристики машины и трансформатора.

Регулировочный трансформатор. Полное реактивное сопротивление рассеяния регулировочного трансформатора несколько изменяется при регулировании с углом  $\alpha_T$ , который заключается между осями первичной и вторичной обмоток. При  $\alpha_T = 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$  оно минимально, а при  $\alpha_T = 30^\circ, 90^\circ, 150^\circ$  — максимально. Сопротивления, измеренные при коротком замыкании первичной обмотки со стороны вторичной обмотки, составляют  $R_T = 0,066$ ,  $X_{\sigma T \min} = 0,068$ ,  $X_{\sigma T \max} = 0,084 \text{ ом}$ . Для  $\alpha_T = 15^\circ, 45^\circ, \dots, 165^\circ$

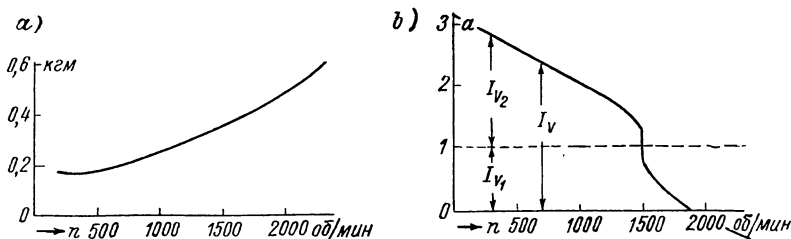
определяющим является среднее значение  $X_{\sigma T \text{mitt}} = 0,076 \text{ ом}$ . Сопротивления первичной обмотки составляют  $R_1 = 0,084$  и  $X_{1\sigma} = 0,206 \text{ ом}$ .

Для расчета мы складываем все сопротивления в цепи ротора и обозначаем их кратко через  $R_L$ ,  $X_{L\sigma 0}$  и  $X_{L\sigma v}$ . Таким образом, будет  $R_L = 0,053 + 0,033 + 0,003 + 0,066 \approx 0,16 \text{ ом}$  и при  $X_{\sigma T} = 0,076$  и добавке  $0,007 \text{ ом}$  на реактивное сопротивление рассеяния вспомогательной обмотки статора  $X_{L\sigma 0} = 0,006 + 0,076 + 0,007 = 0,089 \text{ ом}$ ;  $X_{L\sigma v} = 0,0904 \text{ ом}$ , а приведенные к статорной обмотке —  $R_L = 0,248$ ;  $X_{L\sigma 0} = 0,138$ ;  $X_{L\sigma v} = 0,14 \text{ ом}$ . Сопротивления основной обмотки статора были определены нами как  $R_S = 0,0885$  и  $X_{S\sigma} = 0,149 \text{ ом}$ .

Магнитная характеристика  $E_1(I_{\mu T})$  трансформатора представлена на фиг. 300 штриховой кривой. Геометрическое место точек концов  $\dot{U}_{20}$  мы получаем как сумму э. д. с. во вспомогательной обмотке Z и во вторичной обмотке трансформатора при холостом ходе, т. е.  $\dot{E}_Z + \dot{E}_2$ . Оно указывается штрихпунктирной линией на фиг. 304. Наклон штрихпунктирной прямой относительно  $\dot{U}$  обуславливается намагничивающим током трансформатора. По разд. 3б для лучших условий работы она должна была бы отклоняться от  $\dot{U}$  в противоположном направлении. Это может достигаться небольшим сдвигом щеток из I-го основного положения, если только предполагается одно направление вращения.

Сумма вращающих моментов  $M_k + M_{v2}$  определялась для нашего двигателя по приближенному способу разд. H4а и представлена на фиг. 344. В ней

содержится также и вращающий момент, развиваемый уравнительными токами в короткозамкнутых контурах, образованных параллельным соединением основной и вспомогательной роторных обмоток (см. фиг. 234, б). Фиг. 301, а показывает определенный по разд. Nle, т. IV момент потерь, а фиг. 301, б ток потерь при поднятых щетках в зависимости от скорости вращения. Последние



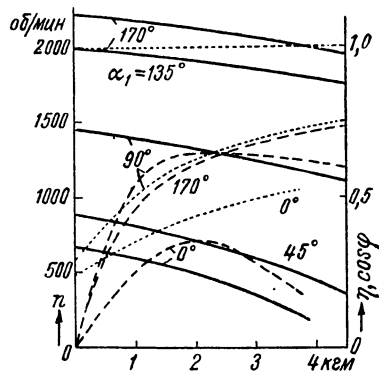
Фиг. 301. а) Момент потерь в зависимости от скорости вращения; б) ток потерь в зависимости от скорости вращения.

получаются из потребляемой мощности за вычетом потерь в меди, которые были измерены согласно разд. Nlc, т. IV.

**с. Сравнение расчета с опытом.** На фиг. 302 сплошными линиями представлены прежде всего измеренные при нескольких положениях шунтовых машин характер изменения скорости вращения в зависимости от вращающего момента, полученного на валу. Они показывают обычный у шунтовых машин характер изменения скорости вращения. Здесь только с возрастанием нагрузки скорость вращения падает сильнее, чем у шунтовых двигателей постоянного тока. Для положений трансформатора  $\alpha_T$  равных  $0^\circ$ ,  $90^\circ$  и  $170^\circ$  указаны пунктирными кривыми полный коэффициент мощности  $\cos \phi$  и штриховыми кривыми общий коэффициент полезного действия  $\eta$ . Оба получены из опыта и включают поворотный трансформатор.

Сравнение расчетных характеристик с опытными мы покажем при нижесинхронной скорости вращения, когда положение трансформатора соответствует  $\alpha_T = 45^\circ$  и для наибольшей высесинхронной скорости вращения при  $\alpha_T = 170^\circ$ .

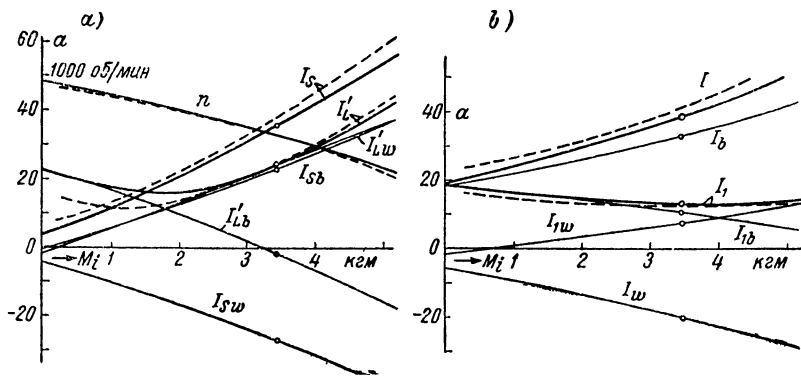
Положение трансформатора  $\alpha_T = 45^\circ$ . По геометрическому месту для  $\dot{U}_{20}$  (фиг. 304) совпадающая по фазе с  $\dot{U}$  составляющая  $U_{20w} = 23,7$  в, а составляющая  $U_{20b} = 4,5$  в, т. е.  $U'_{20w} = U_{20w}/\ddot{u}_M = 29,5$ ;  $U'_{20b} = 5,6$  в. При этом получается  $w = U'_{20w}/U = 29,5/69,4 = 0,425$ ;  $b = 0,0808$ . Строго говоря, нужно было бы, собственно, учитывать, что добавочная э. д. с.  $\dot{E}_Z$  во вспомогательной обмотке при нагрузке несколько поворачивается с э. д. с.  $\dot{E}_S$  и значение ее несколько уменьшается. Это влияние, однако, невелико, и им можно пренебречь точно так же, как и добавочным рассеянием обмоток S и Z вследствие их противоположного влияния. Угол  $\delta$ , на который э. д. с.  $\dot{E}_Z$  обмотки статора Z отстает по фазе от  $\dot{U}$ , составляет  $60^\circ$ . Поэтому  $1 - \ddot{u}_Z \cos \delta =$



Фиг. 302. Скорость вращения (—); коэффициент полезного действия (---) и коэффициент мощности (....) в зависимости от полезного вращающего момента  $M_w$ .

$= 0,948$  и  $\ddot{u}_Z \sin \delta = 0,0896$ , т. е. по ур. (434а и б)  $X_{S\gamma}^* = 0,1333$  и  $R_{S\gamma}^* = 0,0973 \text{ ом}$ . При этих значениях рассчитывались сокращения  $A$  до  $E$  в ур. (419с до f) и (420а).

На фиг. 303, а и б расчетные характеристики нанесены сплошными линиями в зависимости от внутреннего (развиваемого в двигателе) вращающего момента. Более слабые сплошные линии показывают составляющие токов, отнесенные к  $\dot{E}_S$ . Опытные характеристики изображены штриховыми линиями. Внутренний момент при этом рассчитан, как сумма вращающего момента, получаемого на валу, и момента потерь (фиг. 301, а). Соответствующие составляющие токов не указаны, поскольку их измерение очень ненадежно. Они могут быть легко оценены, если принять во внимание, что активные составляющие, по крайней мере приблизительно, должны совпадать при расчете и опыте (см. также разд. 4б и с).



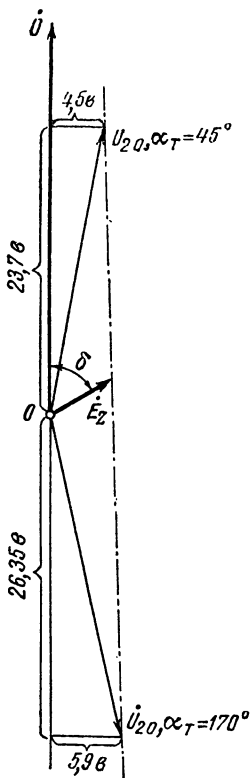
Фиг. 303. Расчетные (—) и опытные (---) характеристики в зависимости от  $M_i$ ; расчетные составляющие токов (—), отнесенные к  $\dot{E}_S$ ; положение трансформатора  $\alpha_T = 45^\circ$ : а) скорость вращения  $n$ , ток статора  $I_s$ , ток ротора  $I'_l$ ; б) ток трансформатора  $I_l$ , ток сети  $I$ .

На фиг. 303, а представлены скорость вращения  $n$ , ток ротора  $I'_l$ , приведенный к статорной обмотке, и ток статора  $I_s$ , а на фиг. 303, б первичный ток трансформатора  $I_l$  и общий ток  $I$ , потребляемый из сети. Отклонения между расчетом и опытом могут объясняться частично тем, что мы пренебрегаем изменением переходное сопротивление щеток не зависящим от тока, и что определение добавочного вращающего момента  $M_k + M_{v2}$  является несколько ненадежным. Для упрощения расчета мы не учитывали также, что э. д. с.  $E_S$ , определяющая для добавочного вращающего момента, не имеет для всех условий работы точно такую же величину, как при измерениях по фиг. 344. Но главным образом отклонения следует объяснить тем, что щетки не находились точно в I-ом основном положении, как мы предполагаем при расчете. То, что уже малое отклонение положения щеток имеет большое влияние на реактивную составляющую  $I'_{Lb}$ , мы показали в разд. С4б.

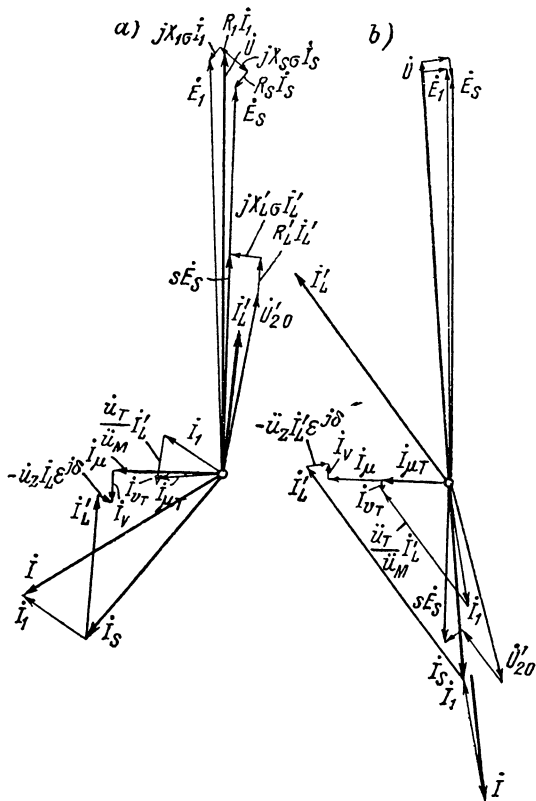
Путь расчета мы покажем для скорости вращения  $n = 650 \text{ об/мин}$ , соответствующей скольжению  $s = 0,567$ . Для сокращений (419с до f) при  $X_{S\gamma}^*$  и  $R_{S\gamma}^*$  вместо  $X_{S\gamma}$  и  $R_{S\gamma}$  [см. ур. (434а и б)] мы получаем  $A = 0,285$ ;  $B = 0,289$ ;  $C = 0,274$ ;  $D = 0,314 \text{ ом}$  и при  $X_{S\gamma}$  и  $R_{S\gamma}$  по ур. (420а)  $E = 0,036 \text{ ом}^2$ . Если мы оценим сначала  $E_S = 63,7 \text{ в}$ , то получим по фиг. 300  $I_\mu = 18,4 \text{ а}$ . По фиг. 344 берем при  $n = 650 \text{ об/мин}$  ( $v = 0,433$ )  $M_k + M_{v2} = 0,51 \text{ кгм}$ . При этом по

ур. (362b) рассчитываем  $I'_k + I_{v2} = 4,1$  а; ток потерь, по фиг. 301, *b*, который соответствует потерям в железе статора,  $I_{v1} = 1$  а, так что общий ток потерь получается  $I_V = 5,1$  а (о значении знаков у величин токов см. выше).

Теперь, по ур. (420) и (421) мы можем рассчитать составляющие тока ротора  $I'_L$ , отнесенные к  $E_S$ . Мы получаем  $I'_{Lw} = 24,0$ ;  $I'_{Lb} = -1,7$  и  $I_L \approx 24$  а. При этом по ур. (417a) (при  $U_w \approx U = 69,4$  в) будет  $E_S = 69,4 - (0,0973 \cdot 24,0 +$



Фиг. 304. Геометрическое место  $\vec{U}_{20}$ .



Фиг. 305. Векторные диаграммы.

a)  $\alpha_T = 45^\circ$

$M_i = 3,42$  кгм  
 $n = 600$  об/мин

b)  $\alpha_T = 170^\circ$

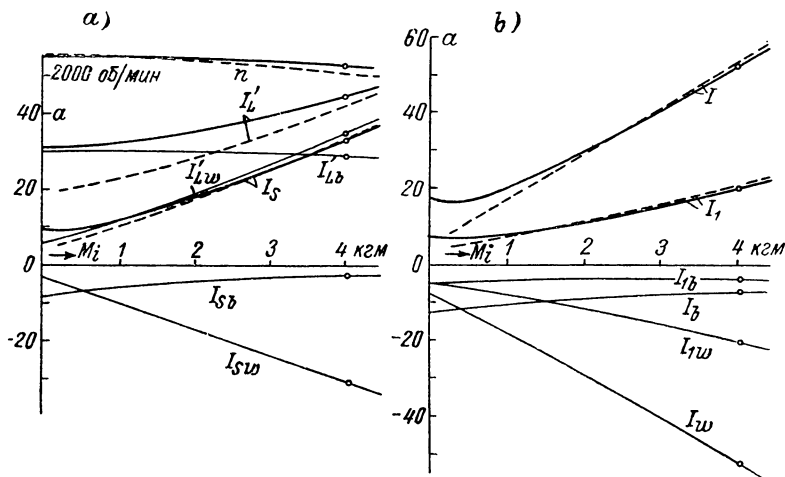
$M_i = 4,25$  кгм  
 $n = 2100$  об/мин.

$+ 0,0885 \cdot 5,1 + 0,149 \cdot 18,4 + 0,1333 \cdot 1,7) \approx 63,6$  в. Соответствующий намагничивающий ток  $I_\mu = 18,5$  а так мало отличается от принятого (18,4 а), что мы можем оставить значения  $I'_{Lw}$  и  $I'_{Lb}$ . При этом по ур. (359) мы получаем вращающий момент, вызванный токами ротора, которые подводятся к щеткам, как  $M = 2,96$  кгм. Полный развиваемый в машине вращающий момент  $M_i = M + M_k + M_{v2} = 2,96 + 0,51 = 3,47$  кгм.

По ур. (433a и b) составляющие тока статора получаются  $I_{Sw} = -27,7$ ,  $I_{Sb} = 22,2$  и  $I_S = 35,5$  а. Вторичное напряжение холостого хода поворотного трансформатора по ур. (304) будет  $U_{20w} = E_S \sin \delta = 23,7 - 5,8 \cdot 0,5 = 20,8$  в. При этом  $\ddot{u}_T = 20,8/69,4 = 0,300$  и  $\ddot{u}_T/\ddot{u}_M = 0,373$ . Составляющие

первичного тока трансформатора при пренебрежении намагничивающим током  $I_{\mu T}$  и током потерь  $I_{vT}$  в трансформаторе по ур. (435а и б) мы получаем  $I'_{1w} = 8,9$ ,  $I'_{1b} \approx -0,6$  а. Ток потерь  $I_{vT} \approx 1,5$  а, а намагничивающий ток мы оценим сначала в 10 а и получим при этом [см. ур. (429а и б)]  $I_{1w} = -1,5 + 8,9 = 7,4$ ;  $I_{1b} = 10 - 0,6 = 9,4$  а. Тогда э. д. с. в трансформаторе  $E_1 \approx U_w + R_1 I_{1w} - X_{1s} I_{1b} = 69,4 + 0,084 \cdot 7,4 - 0,206 \cdot 9,4 = 68,1$  в, для чего по фиг. 300 находим  $I_{\mu T} = 11$  а. В таком случае  $I_{1w} = 7,4$ ;  $I_{1b} = 10,4$ ;  $I_1 = 12,8$  а. Наконец общий ток, потребляемый из сети, получается  $I_w = I_{1w} + I_{Sw} = -20,4$ ;  $I_b = I_{1b} + I_S = 32,6$ ;  $I = 38,6$  а.

Все токи указаны на фиг. 303, а и б кружками. На фиг. 305, а построены полные диаграммы напряжений и токов [см. ур. (432)] для рассчитанного режима нагрузки, причем для определения  $I_1$  учтена разница фаз между  $E_1$  и  $E_S$ .



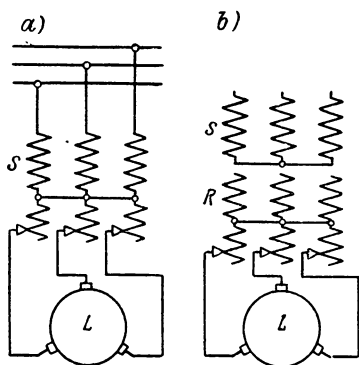
Фиг. 306. То же, что и на фигуре 303, а и б, но положение трансформатора  $\alpha_T = 170^\circ$ .

Положение трансформатора  $\alpha_T = 170^\circ$ . Для этого положения по геометрическому месту на фиг. 304  $U_{20w} = -26,35$ ,  $U_{20b} = 5,9$  в, таким образом  $U'_{20w} = -32,8$ ,  $U'_{20b} = 7,35$  в и  $w = -0,473$ ,  $b = 0,106$ . Рассчитанные при этих значениях токи и их составляющие, а также скорость вращения  $n$  представлены сплошными кривыми на фиг. 306, а и б. Штриховые кривые снова дают результаты опыта. Разница между расчетом и опытом объясняется тем же, что и для фиг. 303, а и б.

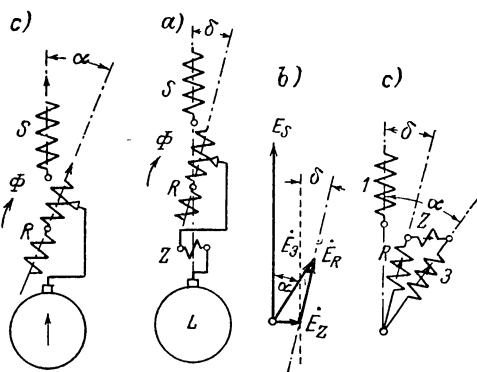
Приведем также ход расчета, а именно для скорости вращения  $n = 2100$  об/мин, соответствующей  $s = -0,4$ . Для сокращений (419с до ф) и (420а) мы получаем  $A = 0,0185$ ,  $B = 0,202$ ,  $C = 0,019$ ,  $D = 0,223$  ом;  $E = -0,0052$  ом<sup>2</sup>. При предварительно выбранном значении  $E_S = 66,5$  в будет  $I_\mu = 22,3$  а. По фиг. 344  $M_k + M_{v2} = -0,38$  кгм, причем мы получаем  $I'_k + I'_{v2} = -2,9$  и  $I_v = -2,9 + 1,0 = -1,9$  а. При этом  $I'_{Lw} = 32,0$ ;  $I'_{Lb} = 28,1$ ;  $I'_L = 42,6$  а. Проверка  $E_S$  дает здесь предварительно принятое значение. При  $I'_{Lw} = 32,0$  а будет  $M = 4,43$  и  $M_i = 4,43 - 0,38 = 4,05$  кгм. Далее мы получаем  $I_{Sw} = -31,0$ ;  $I_{Sb} \approx -2$ ,  $I_S \approx 31$  а. По фиг. 304  $\ddot{u}_T/\ddot{u}_M = (-26,35 - 2,9) 69,4/0,804 = -0,525$ . При  $I_{vT} \approx 1,5$  и  $I_{\mu T} \approx 11,1$  а будет тогда  $I_{1w} \approx -18,3$ ,  $I_{1b} \approx -3,6$ ,  $I_1 \approx 18,7$  а и, наконец,  $I_w \approx -49,3$ ;  $I_b \approx -5,6$ ;  $I \approx 49,8$  а. Эти токи также указаны на фиг. 306, а и б кружками. На фиг. 305, б построены полные диаграммы напряжений и токов.

## 6. Регулирование без трансформатора

**а. Схема.** Регулировочный трансформатор (см. фиг. 275) может становиться излишним, если для регулирования в пазах статора располагается обмотка с отводами, как это показано на принципиальных схемах фиг. 307, *а* и *б*, причем на фиг. 307, *а* основная обмотка статора и регулировочная обмотка объединяются по типу автотрансформаторной схемы в одну обмотку  $S$ . При отдельных обмотках регулировочная обмотка  $R$  может также располагаться со сдвигом по отношению к основной обмотке статора  $S$ , благодаря чему достигается, как известно, целесообразное отставание по фазе



Фиг. 307. Регулирование без трансформатора; *а*) объединенные, *б*) отдельные статорные обмотки; *с*) поворот регулировочной обмотки  $R$  относительно основной обмотки статора  $S$ .



Фиг. 308. *а*) Схема с добавочной обмоткой  $Z$ ; *б*) векторная диаграмма; *с*) эквивалентная обмотка  $Z$ .

регулировочного напряжения от напряжения  $U$  (фиг. 307, *с*). Чтобы получить согласно разд. 3с желаемое изменение фазы регулировочного напряжения при регулировании скорости вращения, регулировочная обмотка, аналогично вторичной обмотке регулировочного трансформатора (фиг. 291), может включаться смешанным образом, или же посредством вспомогательной обмотки  $Z$  в цепь ротора может вводиться еще некоторое маленькое, но постоянное напряжение.

На фиг. 308, *а* представлено положение и включение обмоток для одной фазы в двухполюсной системе. Э. д. с.  $\dot{E}_3$ , которая посредством обмоток  $R$  и  $Z$  вводится в цепь ротора на фиг. 308, *б*, равна сумме э. д. с.  $\dot{E}_R$  и  $\dot{E}_Z$  в регулировочной  $R$  и добавочной  $Z$  обмотках. Конец вектора  $\dot{E}_3$  при регулировании перемещается по штрихпунктирной прямой, построенной на фиг. 308, *б*.

Преимущество в экономии особого регулировочного трансформатора покупается весьма сложной схемой регулировочной обмотки на статоре, так как части обмоток каждой ступени регулировочной обмотки должны распределяться по всей окружности якоря.



По схеме без регулировочного трансформатора с регулировочной обмоткой на статоре первые регулируемые трехфазные шунтовые двигатели были выполнены АЕГ по патенту и данным Эйхберга [Л. 246 и 248]. Подробное описание и исследование такого двигателя имеется в [Л. 4, стр. 213].

Несмотря на то, что эта схема в настоящее время больше не применяется, мы остановимся все же на расчете характеристик, так как сможем это непосредственно перенести на основной случай двигателя с роторным питанием (разд. D). Чтобы легче видеть это соответствие, мы делаем различие не между статорной и роторной обмотками, а между первичной обмоткой (индекс 1), вторичной обмоткой (индекс 2) и регулировочной и добавочной обмоткой (индекс 3). Особый регулировочный трансформатор теперь отсутствует.

**в. Характеристики.** В последующих исследованиях мы принимаем, что щетки стоят по оси статорной обмотки и представляем себе обмотки  $R$  и  $Z$  замененными одной обмоткой (3), как это указано на фиг. 308,  $c$  для одной фазы обмоток машины. Угол  $\alpha$ , на который принятая за положительную ось обмотки 3 сдвинута относительно оси обмотки 1 в направлении вращающегося поля, вообще говоря, различен для каждой ступени регулировочных контактов (см. фиг. 308,  $b$ ) и будет тупым, если регулировочный контакт находится в нижней части регулировочной обмотки  $R$  (вышесинхронная скорость вращения холостого хода). Если мы представим себе ось обмотки 3 сдвинутой от оси обмотки 1, то согласно разд. 1b на временной диаграмме полных токов ток в обмотке 3 мы должны ввести как  $-I_2 \varepsilon^{j\alpha}$  и получим при этом уравнение полных токов

$$\xi_1 \omega_1 (I_\mu + I_V) = \xi_1 \omega_1 I_1 + \xi_2 \omega_2 I_2 - \xi_3 \omega_3 I_2 \varepsilon^{j\alpha}. \quad (438a)$$

При указанном здесь определении угла  $\alpha$  число витков  $\omega_3$  должно всегда вводиться положительным.

Если мы подставим в соответствии с ур. (432a) и (400a и c)

$$\ddot{u}_M = \frac{\xi_3 \omega_3}{\xi_1 \omega_1}; \quad \ddot{u}_T = \frac{\xi_3 \omega_3}{\xi_1 \omega_1}; \quad \ddot{u} = \frac{\ddot{u}_T}{\ddot{u}_M} = \frac{\xi_3 \omega_3}{\xi_2 \omega_2} \quad (438b \text{ до } d)$$

и приведем вторичный ток  $I_2$  к первичной обмотке 1,

$$I'_2 = \ddot{u}_M I_2, \quad (438e)$$

то уравнение токов, полученное из ур. (438a), будет:

$$I_\mu + I_V = I_1 + (1 - \ddot{u} \varepsilon^{j\alpha}) I'_2 = I_1 + (1 - w) I'_2 - j b I'_2, \quad (439a)$$

где для сокращения подставлено

$$w = \ddot{u} \cos \alpha; \quad b = \ddot{u} \sin \alpha. \quad (439b \text{ и } c)$$

Если мы разложим токи на их составляющие по отношению к  $\dot{E}_1$ , то получим составляющие первичного тока  $I_1$ , который равен здесь

и току сети  $I$ ,

$$\begin{aligned} I_{1w} &= I_V - (1 - w) I'_{2w} + j b I'_{2b}; \\ I_{1b} &= I_\mu - (1 - w) I'_{2b} + j b I'_{2w}. \end{aligned} \quad (440a \text{ и } b)$$

Со знаками величин согласно фиг. 283 будет:

$$\begin{aligned} I_{1w} &= -I_V - (1 - w) I'_{2w} - b I'_{2b}; \\ I_{1b} &= I_\mu - (1 - w) I'_{2b} + b I'_{2w}. \end{aligned} \quad (440c \text{ и } d)$$

При составлении уравнений напряжений обеих цепей тока нужно принять во внимание, что реактивные сопротивления рассеяния статорных обмоток 1 и 3 взаимно влияют друг на друга. Обозначим через  $X_{13}$  реактивное сопротивление взаимной индукции между обмотками 1 и 3 при совпадении осей этих обмоток. Если обмотка 3, обтекаемая током  $-I_2$  в положительном направлении, поворачивается в направлении вращающегося поля на пространственный фазовый угол  $\alpha$ , то созданное ею поле рассеяния, которое мы можем рассматривать как вращающееся поле, набегает на обмотку 1 на временной угол  $\alpha$  раньше, чем на обмотку 3. Поэтому для полного падения напряжения рассеяния обмотки мы можем записать:

$$\dot{U}_{1\sigma} = j(X_{1\sigma} I_1 - X_{13} I_2 \varepsilon^{j\alpha}). \quad (441a)$$

С обозначением

$$X'_{13} = X_{13} / \ddot{u}_T \quad (441b)$$

реактивное падение напряжения первичной обмотки 1 будет:

$$\dot{U}_{1\sigma} = j(X_{1\sigma} I_1 - \ddot{u} X'_{13} I_2 \varepsilon^{j\alpha}) = j(X_{1\sigma} I_1 - w X'_{13} I'_2) + b X'_{13} I'_2. \quad (441c)$$

При этом мы получаем уравнение напряжений для первичной обмотки:

$$\dot{U}_1 + R_1 I_1 + j(X_{1\sigma} I_1 - w X'_{13} I'_2) + b X'_{13} I'_2 = \dot{E}_1. \quad (441)$$

Соответственно для реактивного падения напряжения обмотки 3 мы можем записать:

$$\dot{U}_{3\sigma} = j(X_{3\sigma} I_2 - X_{13} I_1 \varepsilon^{-j\alpha}). \quad (442a)$$

Если мы подставим

$$X'_{33} = X_{33} / \ddot{u}_T^2 \quad (442b)$$

и приведем реактивное падение напряжения в обмотке 3 к первичной обмотке, деля его на  $\ddot{u}_M$ , то получим:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{3\sigma} &= \frac{\dot{U}_{3\sigma}}{\ddot{u}_M} = j(\ddot{u}^2 X'_{33} I'_2 - \ddot{u} X'_{13} I_1 \varepsilon^{-j\alpha}) = \\ &= j(\ddot{u}^2 X'_{33} I'_2 - w X'_{13} I_1) - b X'_{13} I_1. \end{aligned} \quad (442c)$$

Э. д. с., индуцированная в обмотке 3 потоком в воздушном зазоре, будет:

$$\dot{E}_3 = \ddot{u}_T \dot{E}_1 \varepsilon^{-j\alpha}. \quad (442d)$$

Если мы приведем ее к статорной обмотке, т. е. разделим на  $\ddot{u}_M$ , то получим:

$$\dot{E}'_3 = \ddot{u} \dot{E}_1 e^{-j\alpha} = \omega \dot{E}_1 - j b \dot{E}_1. \quad (442e)$$

Эта э. д. с. соответствует напряжению  $\dot{U}_{30}$  в разд. 1b и противодействует э. д. с. ротора  $\dot{E}'_2 = s \dot{E}_1$ , приведенной к первичной обмотке. Таким образом, мы получим уравнение напряжений для вторичной цепи:

$$\begin{aligned} R'_2 \dot{I}'_2 + j(X'_{2\sigma 0} + sX'_{2\sigma v}) \dot{I}'_2 + j(\ddot{u}^2 X'_{3\sigma} \dot{I}'_2 - \omega X'_{13} \dot{I}_1) - b X'_{13} \dot{I}_1 = \\ = (s - \omega) \dot{E}_1 + j b \dot{E}_1, \end{aligned} \quad (442)$$

где  $R'_2$  обозначает полное приведенное активное сопротивление во вторичной цепи. Обмотки  $R$  и  $Z$ , которые мы заменили некоторой результирующей обмоткой  $\beta$ , располагаются обычно в пазах под обмоткой  $I$  или над ней. Чтобы получить более простые уравнения, мы примем, что они расположены в пазу рядом друг с другом. Тогда с обеими обмотками сцепляется один и тот же поток рассеяния и будет

$$X'_{3\sigma} = X'_{13} = X_{1\sigma}. \quad (443)$$

Для этого случая ур. (441) и (442) преобразуются в

$$\dot{U}_1 + R_1 \dot{I}_1 + j X_{1\sigma} (\dot{I}_1 - \omega \dot{I}'_2) + b X_{1\sigma} \dot{I}'_2 = \dot{E}_1; \quad (443a)$$

$$\begin{aligned} R'_2 \dot{I}'_2 + j(X'_{2\sigma 0} + sX'_{2\sigma v} + \ddot{u}^2 X_{1\sigma}) \dot{I}'_2 - b X_{1\sigma} \dot{I}_1 - j \omega X_{1\sigma} \dot{I}_1 = \\ = (s - \omega) \dot{E}_1 + j b \dot{E}_1. \end{aligned} \quad (443b)$$

Если мы заменим в ур. (443a) ток  $\dot{I}'_2$  через его составляющие,  $\dot{I}'_2 = \dot{I}'_{2w} + \dot{I}'_{2b}$ , ток  $\dot{I}_1$  через соответствующие составляющие по ур. (440a и b) и напряжение  $\dot{U}_1$  через составляющие  $\dot{U}_{1w}$  и  $\dot{U}_{1b}$ , отнесенные к  $\dot{E}_1$ , то полученное таким образом уравнение мы можем разложить на две части, одна из которых содержит все составляющие напряжений в фазе (или противофазе) с  $\dot{E}_1$ , а другая в фазе (или противофазе) с  $j \dot{E}_1$ . С указанными выше знаками для величин мы получим два вещественных уравнения:

$$\begin{aligned} U_{1w} = E_1 + R_1 I_V + (1 - \omega) R_1 I'_{2w} + X_{1\sigma} I_\mu - \\ - (X_{1\sigma} - b R_1) I'_{2b}; \end{aligned} \quad (444a)$$

$$\begin{aligned} U_{1b} = X_{1\sigma} I_V + (X_{1\sigma} - b R_1) I'_{2w} - R_1 I_\mu + \\ + (1 - \omega) R_1 I'_{2b}. \end{aligned} \quad (444b)$$

Если мы поступим точно так же с ур. (443b) и заменим там  $E_1$  по ур. (444a), то получим снова два вещественных уравнения. Если мы решим их относительно  $I'_{2w}$  и  $I'_{2b}$ , то получим

$$I'_{2w} = \frac{[bA + (s - \omega)B] U_{1w} - Bs X_{1\sigma} I_\mu - E I_V}{AC + BD}; \quad (445a)$$

$$I'_{2b} = \frac{b U_{1w} - C I'_{2w} - (\omega X_{1\sigma} + b R_1) I_V}{B}, \quad (445b)$$

где для сокращения положено:

$$\left. \begin{aligned} A &= X'_{2\sigma 0} + s(X'_{2\sigma v} + X_{1\sigma}) - b(s - \omega)R_1; \\ B &= R'_2 + b^2R_1; \\ C &= X'_{2\sigma 0} + sX'_{2\sigma v} + \omega X_{1\sigma} + b(1 - \omega)R_1; \\ D &= R'_2 + (s - \omega)(1 - \omega)R_1 + bX_{1\sigma}; \\ E &= A\omega X_{1\sigma} + B(s - \omega)R_1 + b(AR_1 + BX_{1\sigma}). \end{aligned} \right\} \quad (445 \text{с до g})$$

По ур. (445а до g) мы можем рассчитать составляющие тока во вторичной цепи, отнесенные к  $\dot{E}_1$ . Составляющие первичного тока, который здесь равен и току сети, получаются по ур. (440а и b), а их величины по ур. (440с и d). Развиваемый в машине вращающий момент можно рассчитывать, как и в разд. С3а, по ур. (423).

Скольжение при чистом холостом ходе при пренебрежении  $I_V$ ,  $M_k$  и  $M_{v2}$  получается по ур. (445а) для  $I'_{2w} = 0$  как

$$s_0 = \frac{(\omega R'_2 - bX'_{2\sigma 0})U_{1w}}{[R'_2 + b(X_{1\sigma} + X'_{2\sigma v})]U_{1w} - (R'_2 + b^2R_1)X_{1\sigma}I_{\mu}}. \quad (446)$$

Ток статора у этой машины одновременно является также током, который она потребляет как двигатель из сети. Его составляющие, отнесенные к  $\dot{E}_1$  [ур. (440а, b, с и d)] дают те же самые выражения, которые были нами получены для тока сети у двигателя с особым регулировочным трансформатором при пренебрежении в последнем намагничивающим током и током потерь. Относительно знаков справедливо сказанное на стр. 409.

Чтобы отнести составляющие токов к напряжению сети  $\dot{U}$ , мы можем поступить точно так же, как и в разд. С3а, причем  $\sin \gamma = U_{1b}/U$  [ур. (444b)].

**с. Регулировка  $\omega$  и  $b$ .** Рассчитаем теперь еще значения  $\omega$  и  $b$ , которые следует установить для определенного режима нагрузки ( $s, I'_{2w}, I'_{2b}$ ). При этом, чтобы получить достаточно простые уравнения, мы сделаем известные пренебрежения, которые, однако, для практических соотношений не существенны. Если мы подставим в ур. (445b)  $B$  и  $C$  по ур. (445d и e), то получится член  $b^2R_1I'_{2b}$ , которым мы можем пренебречь по сравнению с членами с коэффициентом  $b$ , а именно  $b[U_{1w} - (1 - \omega)R_1I'_{2w}]$ . Тогда получим:

$$b = \frac{R'_2I'_{2b} + (X'_{2\sigma 0} + sX'_{2\sigma v} + \omega X_{1\sigma})I'_{2w} + \omega X_{1\sigma}I_V}{U_{1w} - (1 - \omega)R_1I'_{2w} - R_1I_V}. \quad (447a')$$

Так как  $\omega$  мало отличается от  $s$  (при пренебрежении падениями напряжения  $\omega = s$ ), то без большой ошибки в этом уравнении мы можем заменить также  $\omega$  через  $s$  и получим тогда

$$b \approx \frac{R'_2I'_{2b} + [X'_{2\sigma 0} + s(X'_{2\sigma v} + X_{1\sigma})]I'_{2w} + sX_{1\sigma}I_V}{U_{1w} - (1 - s)R_1I'_{2w} - R_1I_V}. \quad (447a)$$

Так как в него  $\omega$  больше не входит,  $b$  может быть рассчитано по известным величинам. Если мы подставим это значение  $b$  в ур. (445а), пренебрежем очень малыми здесь членами с множителем  $I_v$  и положим, наконец,  $U_{1\omega} + sR_1 I'_{2\omega}$  вместо  $U_{1\omega} + \omega R_1 I'_{2\omega}$ , чтобы уничтожить член с  $\omega^2$ , то получим:

$$\omega \approx \frac{s(U_{1\omega} - X_{1\sigma} I_{\mu}) + [X'_{2\sigma 0} + s(X'_{2\sigma v} + X_{1\sigma} - bR_1)] I'_{2b}}{U_{1\omega} - R_1(I'_{2\omega} + bI'_{2b})} - \frac{(R'_2 + sR_1 + bX_{1\sigma}) I'_{2\omega}}{U_{1\omega} - R_1(I'_{2\omega} + bI'_{2b})}. \quad (447b)$$

Путем подстановки рассчитанного по этому уравнению значения  $\omega$  в ур. (447а') можно легко убедиться, что приближенное уравнение (447а) для  $b$  является достаточно точным.

## 7. Автоматическая регулировка наиболее благоприятной фазы тока ротора

При рассмотрении шунтовой машины без особой обмотки возбуждения мы предполагали, что автоматическая регулировка наиболее благоприятной фазы тока ротора относительно э. д. с., индуцированной в роторной обмотке, отсутствует, поскольку ее невозможно осуществить простыми средствами. Поэтому, как правило, от такой автоматической регулировки в зависимости от нагрузки отказываются. В связи с этим укажем здесь лишь кратко способы, которые могут иметь значение для регулирования.

Для того чтобы для каждого режима нагрузки получать наилучшую фазу между током и э. д. с. в роторе, нужно было бы, как и у однофазной машины, либо компенсировать реактивное сопротивление рассеяния в цепи ротора, либо фаза напряжения ротора должна изменяться относительно напряжения статора с нагрузкой машины (разд. IЕ1с и d).

**а. Компенсация реактивного сопротивления рассеяния.** Реактивное сопротивление рассеяния, как и у однофазной машины, может компенсироваться посредством емкостей, которые включаются последовательно с обмоткой ротора через трансформаторы [Л. 257а и б]. Чтобы достичь возможно более полной компенсации реактивных падений напряжения, емкость конденсаторов или коэффициент трансформации промежуточных трансформаторов должны изменяться со скоростью вращения, поскольку со скоростью меняется реактивное падение напряжения. Если вообще применяется схема с конденсаторами, удовлетворяются ее включением при низких скоростях вращения, чтобы уменьшить благодаря этому также еще сильное изменение скорости вращения с нагрузкой. При таких включениях наблюдались явления самовозбуждения с частотой, отличной от сети, которые должны уничтожаться специальными средствами. Завод Шорха счел пригодным для этого параллельное включение

к конденсаторам некоторой специально выбранной индуктивности [Л. 257с].

Принципиально реактивное падение напряжения может компенсироваться также посредством э. д. с., индуктированной в некоторой вспомогательной машине (см. разд. I E1c). Так как эта э. д. с. должна действовать преимущественно при малых скоростях вращения, вспомогательная машина не может сочленяться с шунтовой машиной, а должна приводиться во вращение с постоянной или еще лучше с возрастающей скоростью вращения при падении скорости шунтовой машины. Стоимость этой машины, которая должна была бы выполняться с коллектором, полностью исключает применение этого способа для улучшения условий работы.

**б. Поворот фазы.** Автоматический поворот фазы тока ротора посредством последовательного трансформатора, как мы рассматривали это у однофазных машин (разд. I E2b), у многофазных машин исключается, поскольку приведенный к статорной обмотке ток ротора приблизительно равен току статора.

Автоматическое регулирование могло бы, однако, осуществляться также с помощью реле, которое воздействовало бы на известное звено до тех пор, пока ток ротора не приобретал бы нужную фазу. В качестве управляющего звена может служить, например, перемещение щеток или, при регулировании посредством сдвоенного поворотного трансформатора, перемещение одного из двух одиночных поворотных трансформаторов. Но такие устройства из-за высокой их стоимости экономичны только при больших машинах.

## **D. ШУНТОВАЯ МАШИНА С РОТОРНЫМ ПИТАНИЕМ**

### **1. Схема**

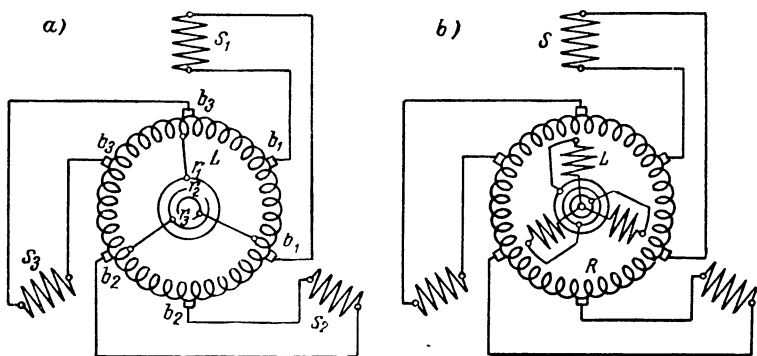
Если у обычной асинхронной машины поменять местами первичную и вторичную обмотки, т. е. питать ротор от сети через скользящие кольца и обмотку статора замкнуть накоротко, то в поведении двигателя, по существу, ничего не изменится. Но так как теперь вторичная обмотка неподвижна, ротор должен вращаться в направлении, противоположном вращению поля, так что относительная скорость между вращающимся полем и вторичной обмоткой оказывается опять такой же, как и у двигателя со статорным питанием. Если мы рассматриваем процессы со стороны ротора, то ничего не изменится по сравнению с обычным асинхронным двигателем со статорным питанием.

Для регулирования скорости вращения этого двигателя практически без потерь ко вторичной обмотке (обмотке статора) должно подводиться некоторое напряжение частоты скольжения. Если роторная обмотка выполняется, например, как у одноякорного преобразователя, одновременно как коллекторная обмотка (фиг. 309, а) или, кроме роторной обмотки, питаемой через скользящие кольца,

на роторе располагается еще особая коллекторная обмотка (фиг. 309, *b*), мы можем снимать со щеток, скользящих по вращающемуся коллектору и неподвижных по отношению статорной обмотки, напряжения, частота которых всегда равна произведению скольжения на частоту сети. Если мы обозначим через  $\Omega_1 = \omega_1/p$  угловую скорость вращающегося поля, вращающегося синхронно по отношению к ротору, и через  $\Omega = \omega/p$  угловую скорость самого ротора, то будет

$$p \frac{\Omega_1 - \Omega}{2\pi} = \frac{\omega_1 - \omega}{2\pi} = f - (1 - s)f = sf. \quad (448)$$

На фиг. 309, *a* представлен шунтовой двигатель с роторным питанием в своей простейшей форме.<sup>1</sup> Здесь  $L$  — обмотка ротора, ко-



Фиг. 309. Шунтовая машина с роторным питанием; *a*) объединенные, *b*) отдельные первичная ( $L$ ) и регулировочная ( $R$ ) обмотки.

торая одновременно, как и у одноякорного преобразователя, представляет собою и коллекторную обмотку. От коллектора через щетки  $b$  питается обмотка статора  $S$ . Соответственно обращению обмоток статора и ротора по сравнению с двигателем со статорным питанием, обмотка  $L$  на фиг. 309, *a* соответствует обмотке  $S$  на фиг. 307, *a* и обмотка  $S$  на фиг. 309, *a* соответствует обмотке  $L$  на фиг. 307, *a*. В то время как на фиг. 307, *a* напряжение, подводимое ко вторичной обмотке, изменялось посредством переключений на регулировочной обмотке, это изменение по фиг. 309, *a* возможно путем сдвига расположенных друг около друга щеток ( $b_1 - b_1$ ,  $b_2 - b_2$ ,  $b_3 - b_3$ ) без специального переключающего аппарата. В приведенном положении щеток э. д. с. в статорной обмотке и в части обмотки, охва-

<sup>1</sup> Фиг. 309, *a* заимствована из патентной заявки автора от 1910 г. (ETZ, 1925, стр. 1928), в которой впервые был предложен шунтовой двигатель с роторным питанием и были рассмотрены его свойства.

В литературе шунтовой двигатель с роторным питанием называется также двигателем Шраге [Л. 258], двигателем Рихтера-Шраге или Шраге-Рихтера [Л. 266, 261, 262, 269] и двигателем Рихтера [Л. 265, стр. 352].

Шраге принадлежит заслуга внедрения его в промышленность.

ченной щетками, действуют в одном направлении; таким образом, это положение щеток соответствует вышесинхронной скорости вращения. Если щетки, относящиеся к отдельным фазам статорной обмотки (например,  $b_1 - b_1$ ), которые могут перемещаться друг относительно друга, находятся на одних и тех же коллекторных пластинах, напряжение, вводимое во вторичную обмотку, будет равно нулю и скорость вращения холостого хода машины будет равна синхронной. Если щетки в том же направлении сдвигаются дальше, то напряжение, подводимое к щеткам, меняет свой знак и двигатель будет вращаться с нижесинхронной скоростью.

При объединении основной обмотки ротора  $L$  с коллекторной обмоткой  $R$ , вообще говоря, необходим еще трансформатор, вторичная обмотка которого включается к контактным кольцам  $r_1, r_2, r_3$  на фиг. 309,  $a$ , а первичная обмотка к сети, чтобы можно было выбрать коллекторную обмотку на наиболее благоприятное напряжение. Если обе обмотки разделяются друг от друга, как это представлено на фиг. 309,  $b$ , то трансформатор отпадает и к контактным кольцам должно подводиться вообще полное напряжение сети.<sup>1</sup> При отдельных обмотках ротора двигатель, по существу, соответствует схеме двигателя со статорным питанием на фиг. 307,  $b$ . Соответствуют друг другу роторные обмотки  $L$  и  $R$  на фиг. 309,  $b$  статорным обмоткам  $S$  и  $R$  на фиг. 307,  $b$  и статорная обмотка  $S$  на фиг. 309,  $b$  роторной обмотке  $L$  на фиг. 307,  $b$ . Обмотка ротора  $L$  и регулировочная обмотка  $R$  могут соединяться также друг с другом, как это известно и для одноякорных преобразователей (фиг. 502, т. II), по автотрансформаторной схеме [Л. 260].

Двигатель со статорным питанием (фиг. 307,  $a$  и  $b$ ) и двигатель с роторным питанием (фиг. 309,  $a$  и  $b$ ) должны иметь, по существу, одинаковые свойства. Разница заключается только в том, что у двигателя со статорным питанием токи и напряжения ротора преобразуются с частоты скольжения до частоты сети, тогда как у двигателя с роторным питанием это преобразование происходит в противоположном направлении, т. е. токи и напряжения с помощью коллектора преобразуются с частоты сети до частоты скольжения вторичной обмотки. Благодаря этому получают также другие значения напряжения искрения и другие размеры коллектора.

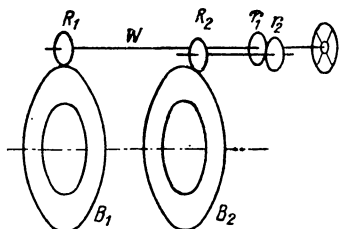
Соотношение чисел витков коллекторной обмотки и обмотки статора определяется по пределам регулирования. Если скорость вращения должна регулироваться вниз вплоть до остановки, при диаметральноном положении щеток отношение витков должно быть равно единице. Если в качестве наименьшей скорости вращения требуется  $n_n = (1 - s_n)n_1$ , а в качестве наибольшей скорости вращения  $n_0 \leq (1 + s_n)n_1$ , то при диаметральноном положении щеток отношение витков должно быть примерно равным  $s_n$ .

<sup>1</sup> Замена одной обмотки ротора двумя отдельными обмотками у машин с роторным питанием была мероприятием, известным уже до 1910 г., преимущества и недостатки которого обстоятельно дискутировались (см., например, ETZ, 1902, стр. 920, 933 и 1050).

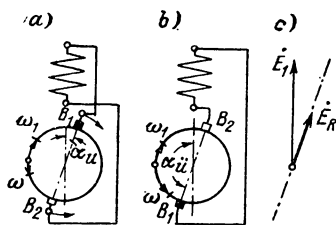


## 2. Устройство для установки щеток

**а. Устройство для установки составляющих для регулирования скорости вращения и реактивного тока.** Мы уже упоминали, что щетки, присоединяющие регулировочную обмотку к отдельным фазам вторичной статорной обмотки, передвигаются друг относительно друга. Устройство для этого указано на фиг. 310, где  $B_1$  и  $B_2$  представляют собой две щеточные траверсы, на окружности каждой из которых имеются зубчатые венцы, с которыми сцепляются шестерни  $R_1$  и  $R_2$ ;  $R_1$  закреплена на валу  $W$ , с помощью которого осуществляется поворот щеток, тогда как шестерня  $R_2$  поворачивается через шестерни  $r_1$  и  $r_2$  также от вала  $W$ . Если в крайнем положении, соответствующем наименьшей нижесинхронной



Фиг. 310. Устройство для установки щеток.



Фиг. 311. Поворот фазы  $E_R$ .

скорости вращения, щетки оказываются по оси статорной обмотки, то, если коэффициент передачи от вала  $W$  к щеточной траверсе  $B_2$  такой же, как от  $W$  к  $B_1$ , линия, соединяющая щетки, остается параллельной оси статорной обмотки и составляющая для регулирования реактивного тока от э. д. с., индуцированной в регулировочной обмотке, будет равна нулю.

Во многих случаях, главным образом у двигателей малой мощности, обходятся без этой составляющей, особенно если двигатель часто нагружается очень малым моментом. Если же при малых скоростях вращения длительное время имеют место большие вращающие моменты, то для ограничения возникающих при этом реактивных токов во вторичный контур необходимо вводить составляющую для регулирования реактивного тока.

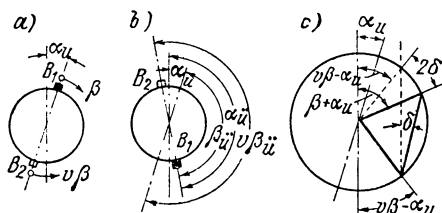
Это может быть получено тем, что в предельном положении щеток, которое соответствует наименьшей нижесинхронной скорости вращения холостого хода (фиг. 311, а), щетки смещаются с оси статорной обмотки на щеточный угол  $\alpha_u$  в направлении вращения поля, т. е. здесь против направления вращения двигателя. Чем больше  $\alpha_u$ , тем больше разгружается сеть при нижесинхронных скоростях вращения от намагничивающих токов. Если при этом передаточные числа от вала  $W$  к щеточным траверсам  $B_1$  и  $B_2$  равны, то угол  $\alpha$ , на который регулировочная э. д. с.  $E_R$  отстает по фазе от первичной э. д. с., сохраняется неизменным вплоть до

совпадения обеих щеток, т. е.  $\alpha = \text{const} = \alpha_u$ . В этом положении щетки замыкаются накоротко через коллекторные пластины, к которым они прилегают; двигатель работает, как обычный асинхронный двигатель. При дальнейшем смещении щеток меняется знак регулировочной э. д. с. и вплоть до крайнего положения, которое соответствует наибольшей вышесинхронной скорости вращения (фиг. 311, б),  $\alpha = \alpha_u = \pi - \alpha_u = \text{const}$ . При регулировании конец вектора регулировочной э. д. с.  $\dot{E}_R$  перемещается по штрихпунктирной прямой на фиг. 311, с. На фиг. 311, а и б и на последующих щетка  $B_1$  зачернена, для того чтобы ее можно было отличать от  $B_2$ .

В разд. СЗб мы видели, что такое положение геометрического места не является особенно благоприятным, а скорее оно должно было бы иметь положение примерно по фиг. 290, а, так чтобы, если составляющая для регулирования скорости  $\dot{E}_{RW} = 0$ , возникла еще составляющая  $\dot{E}_{Rb}$

в фазе с  $-j\dot{E}$ , которая только меняет свой знак при высоких скоростях вращения. Принципиально возможно, если каждая из обеих щеточных траверс сдвигается по определенному закону, добиться для  $E_R$  любого желаемого геометрического места. Однако механические устройства для этого очень сложны. Поэтому удовлетворяются тем, что устанавливают благоприятную фазу  $\dot{E}_R$ , по крайней мере, в предельных положениях. Это достигается посредством различных величин передаточных чисел между щеточными траверсами  $B_1$  и  $B_2$  и приводным валом  $W$  на фиг. 310.

**б. Щетки при наименьшей и наибольшей скоростях вращения в диаметрально противоположных положениях.** Если фиг. 312, а представляет собой положение щеток при наименьшей нижесинхронной скорости вращения, а механический коэффициент передачи для щеточной траверсы  $B_2$  в  $v$  раз больше, чем для щеточной траверсы  $B_1$  ( $v > 1$ ), и требуется, чтобы в другом крайнем положении, соответствующем наибольшей вышесинхронной скорости вращения, угол  $\alpha$ , который образует соединительная линия от щетки 2 до щетки 1 с осью статорной обмотки, был равен  $\alpha_u$  (фиг. 312, б), то можно рассчитать соответствующее отношение передаточных чисел  $v$ . Здесь  $\beta$  обозначает угол, на который щетка  $B_1$ , а  $v\beta$  угол, на который щетка  $B_2$  сдвигаются из начального положения.<sup>1</sup> Щетки при сдвиге из их начального положения (фиг. 312, а) доходят до совпадения, когда  $\beta + v\beta = \pi$  и достигают их крайнего положения, когда  $\beta + v\beta = 2\pi$  ( $= \beta_u + v\beta_u$  на фиг. 312, б). Если мы обозначим для этих



Фиг. 312. Щетки при наименьшей и наибольшей скоростях вращения в диаметрально противоположных положениях.

<sup>1</sup> Нельзя смешивать с углом сокращения шага секции  $2\beta$  (см. разд. А2с).

двух положений щеток угол  $\beta$  через  $\beta_0$  и, соответственно,  $\beta_{ii}$ , то будет

$$\beta_0 = \frac{\pi}{1+v}; \quad \beta_{ii} = \frac{2\pi}{1+v}. \quad (449a \text{ и } b)$$

Так как теперь по фиг. 312,  $b$  должно быть

$$\beta_{ii} = \alpha_{ii} - \alpha_u, \quad (450a)$$

с учетом ур. (449b) мы получаем:

$$v = \frac{2\pi + \alpha_u - \alpha_{ii}}{\alpha_{ii} - \alpha_u}. \quad (450b)$$

Угол (острый)  $\delta$ , который составляет соединительная линия щеток с осью обмотки статора, получается по фиг. 312,  $c$  из

$$\begin{aligned} 2\delta &= \beta + \alpha_u - (v\beta - \alpha_u) \text{ как } \delta = \alpha_u - (v - 1) \frac{\beta}{2} = \\ &= \alpha_u - \frac{\pi + \alpha_u - \alpha_{ii}}{\alpha_{ii} - \alpha_u} \beta. \end{aligned} \quad (450c \text{ и } d)$$

Точно так же по фиг. 312,  $c$  мы получаем регулировочную э. д. с.

$$E_R = 2 \frac{E_{RD}}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \frac{1+v}{2}\beta\right) = E_{RD} \cos \frac{1+v}{2}\beta \quad (451)$$

и ее составляющие

$$\begin{aligned} E_{Rw} &= E_{RD}/2 \cdot [\cos(\beta + \alpha_u) + \cos(v\beta - \alpha_u)] = \\ &= E_{RD} \cos(1+v)\beta/2 \cdot \cos\delta \approx E_{RD} \cos(1+v)\beta/2; \end{aligned} \quad (451a)$$

$$\begin{aligned} E_{Rb} &= E_{RD}/2 \cdot [\sin(\beta + \alpha_u) - \sin(v\beta - \alpha_u)] = \\ &= E_{RD} \cos(1+v)\beta/2 \cdot \sin\delta \approx E_{Rw} \delta. \end{aligned} \quad (451b)$$

Приближения основываются на том, что угол  $\delta$  мал;  $E_{RD}$  означает регулировочную э. д. с. при диаметральной постановке  $\delta = 0$ .

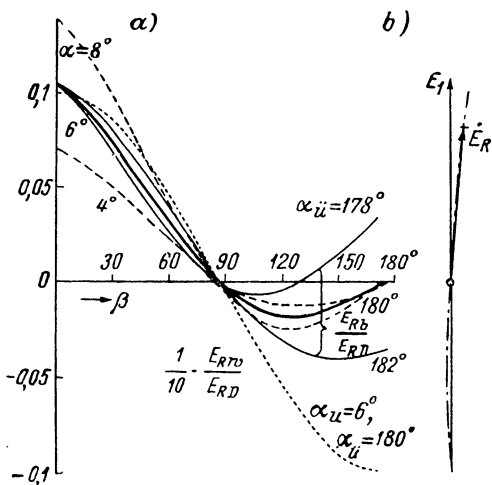
По приближенному выражению ур. (451b) была рассчитана отнесенная к  $E_{RD}$  реактивная составляющая  $E_{Rb}$  регулировочной э. д. с. для различных случаев и представлена на фиг. 313,  $a$  сплошными и штриховыми линиями в функции от щеточного угла  $\beta$  (см. фиг. 312,  $a$ ). Сплошные кривые действительны для  $\alpha_u = 6^\circ$ , сильнее выделенная кривая для  $\alpha_{ii} = 180^\circ$  ( $v = 1,069$ ), слабее начерченные кривые для  $\alpha_{ii}$  равных  $178^\circ$  ( $v = 1,093$ ) и  $182^\circ$  ( $v = 1,045$ ). Штриховые кривые, как и сильнее выделенная, действительны для  $\alpha_{ii} = 180^\circ$ , но при  $\alpha_u$ , равных  $4^\circ$  ( $v = 1,045$ ) и  $8^\circ$  ( $v = 1,093$ ). Практически рассмотрению подлежат только положения внутри этих областей. Пунктирная кривая представляет собой в масштабе 0,1 рассчитанную по приближенному выражению [ур. (451a)] составляющую для регулирования скорости вращения  $E_{Rw}$  для случая  $\alpha_u = 6^\circ$  и  $\alpha_{ii} = 180^\circ$ . Для других случаев ординаты пунктирной кривой практически лишь немного сдвигаются в отри-

цательную область, поскольку предельные значения для  $\beta_{ii} = \alpha_{ii} - \alpha_u$  отклоняются от  $\beta_{ii} = 174^\circ$  только на  $\pm 2^\circ$ . Составляющие  $E_{Rw}$  и  $E_{Rb}$ , рассчитанные по точным выражениям [ур. (451a и b)] почти совпадают с кривыми на фиг. 313, а.

Для случая  $\alpha_u = 6^\circ$ ,  $\alpha_{ii} = 180^\circ$  на фиг. 313, б штрихпунктирной кривой представлено геометрическое место регулировочной э. д. с.  $\dot{E}_R$ .

Для реверсирования двигателя нужно, как и у трехфазного двигателя со статорным питанием, поменять местами два подводящих провода к первичной обмотке. В устройстве для установки щеток, если отказываются от регулирования реактивного тока, т. е. соединительная линия щеток все время остается параллельной оси обмотки статора, ничего не должно меняться.

Но если требуется также регулирование реактивного тока, то должны предусматриваться еще изменения и в устройстве для установки щеток. В крайнем положении для наименьшей скорости вращения (фиг. 311, а и 312, а) щеточные траверсы должны сдвигаться на угол  $\alpha_u$  против нового направления вращения и должно изменяться направление вращения приводного вала  $W$  на фиг. 310.



Фиг. 313. а) Влияние  $\alpha_u$  и  $\alpha_{ii}$  на  $E_{Rb}/E_{RD}$  (пунктиром обозначено  $0,1 E_{Rw}/E_{RD}$ ); б) геометрическое место  $\dot{E}_R$  для  $\alpha_u = 6^\circ$  и  $\alpha_{ii} = 180^\circ$ .

**с. Щетки при наименьшей и наибольшей скоростях вращения в хордовом положении.** Так как составляющая регулировочной э. д. с. для регулирования скорости вращения  $E_{Rw}$  вблизи наименьшей скорости вращения лишь незначительно меняется со щеточным углом (см. пунктирную кривую на фиг. 313, а при малых щеточных углах  $\beta$ ), можно оставить щеточную траверсу  $B_2$  при наименьшей скорости вращения по оси статорной обмотки и сдвинуть щетку  $B_1$  на  $2\alpha_u$ ; при этом ось обмотки ротора образует с осью статорной обмотки тот же угол  $\alpha_u$ , что и на фиг. 312, а при диаметральной позиции щеток. Тогда для реверсирования должно сдвигаться только щеточное устройство  $B_1$  на угол  $4\alpha_u$  в новое начальное положение ( $B'_1$ ), как это указано на фиг. 314, а. Эта перестановка может достигаться, например, посредством поворота шестерни  $r_1$  на фиг. 310. В крайнем положении щетки занимают тогда положение, указанное на фиг. 314, б для обоих направлений вращения.

Теперь по фиг 314, с будет:

$$\varphi_{ii} = 2(\alpha_{ii} - \alpha_u) - \pi \text{ и } v = \frac{\pi}{\beta_{ii}} = \frac{\pi}{2(\alpha_{ii} - \alpha_u) - \pi}. \quad (452a \text{ и } b)$$

$\delta$ ,  $E_R$ ,  $E_{Rw}$  и  $E_{Rb}$  мы получим по фиг. 312, с, если положим в ур. (450с)  $\beta + 2\alpha_u$  вместо  $\beta + \alpha_u$  и  $v\beta$  вместо  $v\beta - \alpha_u$ :

$$\delta = \alpha_u - (v - 1) \frac{\beta}{2} = \alpha_u - \frac{\pi + \alpha_u - \alpha_{ii}}{2(\alpha_{ii} - \alpha_u) - \pi} \beta; \quad (452c)$$

$$E_R = E_{RD} \cos [(1 + v) \beta / 2 + \alpha_u]; \quad (453)$$

$$E_{Rw} = E_{RD} / 2 \cdot [\cos (\beta + 2\alpha_u) + \cos v\beta] = \\ = E_{RD} \cos [(1 + v) \beta / 2 + \alpha_u] \cos \delta \approx E_{RD} \cos [(1 + v) \beta / 2 + \alpha_u]; \quad (453a)$$

$$E_{Rb} = E_{RD} / 2 \cdot [\sin (\beta + 2\alpha_u) - \sin v\beta] = \\ = E_{RD} \cos [(1 + v) \beta / 2 + \alpha_u] \sin \delta \approx E_{Rw} \delta. \quad (453b)$$

В этом случае рекомендуется строить кривые не в зависимости от  $\beta$ , а в зависимости от  $v\beta$ , поскольку  $v\beta_{ii} = 180^\circ$ . Составляющие  $E_{Rw}$  и  $E_{Rb}$  имеют здесь характер, подобный показанному на фиг. 313, а [Л. 263].

### 3. Уравнения напряжений

Уравнения для шунтового двигателя со статорным питанием и с регулировочной обмоткой на статоре мы записали таким образом, чтобы они были справедливы также и для двигателя с питанием через ротор. Здесь мы должны обратить только внимание, что  $X'_{2\sigma 0} = 0$  и вместо  $X'_{2\sigma v}$  должно подставляться  $X'_{2\sigma}$ , поскольку вторичная обмотка является неподвижной статорной обмоткой. Для того случая, когда регулировочная обмотка лежит в пазах ротора рядом с первичной обмоткой ( $X'_{3\sigma} = X'_{1\sigma} = X'_{1\sigma}$ ), ур. (443а и б) будут, таким образом,

$$\dot{U}_1 + (R_1 + jX_{1\sigma}) I_1 + (bX_{1\sigma} - jwX_{1\sigma}) I'_2 = \dot{E}_1; \quad (454a)$$

$$[R'_2 + j(sX'_{2\sigma} + \ddot{u}^2 X_{1\sigma})] I'_2 - (bX_{1\sigma} + jwX_{1\sigma}) I_1 = (s - w + jb) \dot{E}_1. \quad (454b)$$

Для токов действительно ур. (439а), как и для машины со статорным питанием.

Добавочная обмотка  $Z$ , вообще предполагаемая еще в разд. С6, здесь пропадает и, следовательно,  $\dot{E}_R \equiv \dot{E}_3$ . Отсюда следует, что при сдвиге щеток из начального положения (наименьшая скорость вращения холостого хода) до положения, в котором щетки перекрывают одну и ту же коллекторную пластину,  $\alpha = \delta$ , а затем  $\alpha = \pi - \delta$ .

Если мы обозначим при диаметрально м положении и щеток и  $\delta = 0$

$$\ddot{u}_{T_0} = \frac{\xi_R w_R}{\xi_1 w_1} \equiv \frac{\xi_s w_s}{\xi_1 w_1} \text{ и } \ddot{u}_0 = \frac{\xi_R w_R}{\xi_2 w_2} \equiv \frac{\xi_s w_s}{\xi_2 w_2}, \quad (455a \text{ и } b)$$

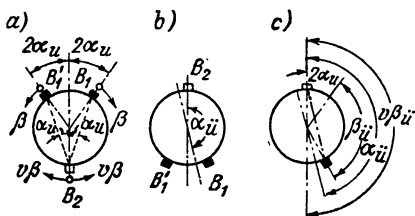
то ур. (438с и d) в разд. С6b будут:

$$\ddot{u}_T = \ddot{u}_0 \frac{E_R}{E_{RD}} \quad \text{и} \quad \ddot{u} = \ddot{u}_0 \frac{E_R}{E_{RD}}. \quad (455\text{с и d})$$

Отношение  $E_R/E_{RD}$  получается по ур. (451) и соответственно по ур. (453). Если отказаться от регулирования реактивного тока, то  $E_R/E_{RD} = \cos\beta$ , где  $\beta$  есть угол, на который щетки сдвигаются из начального положения с меньшим механическим коэффициентом передачи ( $B_1$  на фиг. 311, а, 312, а и 314, а). Для числовых значений  $\omega$  и  $b$  в ур. (454а и б) мы можем записать:

$$\omega = E_{Rw}/E_2 = \ddot{u}_0 E_{Rw}/E_{RD} \quad \text{и} \quad b = E_{Rb}/E_2 = \ddot{u}_0 E_{Rb}/E_{RD}. \quad (456\text{а и б})$$

Отношения  $E_{Rw}/E_{RD}$  и  $E_{Rb}/E_{RD}$  получаются из ур. (451а и б) и соответственно (453а и б).



Фиг. 314. Щетки при наименьшей и наибольшей скорости вращения в хордовом положении.

#### 4. Геометрические места токов

У машины с роторным питанием токи в короткозамкнутых щетками секциях ротора не развивают никакого вращающего момента, поскольку регулировочная обмотка лежит в тех же самых пазах, что и первичная обмотка. Мы можем поэтому определять свойства двигателей с роторным питанием из геометрических мест токов с большей точностью, чем у двигателей со статорным питанием. При этом мы должны предполагать, конечно, что главное реактивное сопротивление  $X_{1h}$  не зависит от э. д. с.  $E_1$ . Напротив, мы примем во внимание зависимость намагничивающего тока от  $E_1$  при  $X_{1h} = \text{const}$ , т. е. рассмотрим «уточненную» диаграмму в смысле разд. В5, т. IV. Током потерь  $I_V$  мы сначала пренебрежем и сможем учесть его в последующем с достаточным приближением в противофазе к напряжению на зажимах  $\dot{U} = U_1$ . Далее мы примем для простоты, что обмотка ротора и регулировочная обмотка лежат в пазах рядом друг с другом, т. е. положим  $X'_{13} = X'_{32} = X'_{1\sigma}$ .

Тогда справедливы уравнения напряжений (454а и б). При пренебрежении  $I_V$  мы получаем с учетом ур. (439а) в разд. С6 б

$$\dot{E}_1 = -jX_{1h} \dot{I}_u = -X_{1h} \{b \dot{I}'_2 + j[\dot{I}_1 + (1 - \omega) \dot{I}'_2]\}. \quad (457)$$

Если подставим  $\dot{E}_1$  в ур. (454а и б), то, как и у асинхронной машины, мы можем решить уравнения относительно  $\dot{I}_1$  и  $\dot{I}'_2$ . Если мы введем теперь еще сокращения

$$r_1 = \frac{R_1}{X_1}; \quad r_2 = \frac{R'_2}{X'_2}; \quad \sigma_1 = \frac{X_{1\sigma}}{X_{1h}}; \quad \sigma_2 = \frac{X'_{2\sigma}}{X'_{1h}}; \\ \sigma = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_1)(1 + \sigma_2)} \quad (457\text{а до е})$$

и дальнейшие сокращения

$$\left. \begin{aligned} A &= 1 + \sigma_2 - w; & B &= (1 + \sigma_2)r_2; \\ C &= (1 + \sigma_1)\ddot{u} - w; & D &= br_1 - (1 + \sigma_2)\sigma, \end{aligned} \right\} (457 \text{f до i})$$

то получим

$$I_1 = - \frac{(B-b) + jC + s(b + jA)}{N} \cdot \frac{\dot{U}}{X_1}; \quad (458a)$$

$$-I_2' = \frac{(1 + \sigma_1)b + j(1 + \sigma_1)w - js}{N} \cdot \frac{\dot{U}}{X_1} \quad (458b)$$

при

$$N = r_1(B-b) + j(B + r_1C) + s(D + jr_1A). \quad (458c)$$

Геометрические места для  $I_1$  и  $-I_2'$  согласно разд. 2с, т. II, будут окружности, параметры которых получаются по ур. (37а до с), т. II. Если мы отложим напряжение на зажимах  $\dot{U}$  в направлении отрицательной оси ординат, то получим для  $I_1$ :

$$x_m = \frac{(1 + \sigma_2)\{r_2[(1 + \sigma_2)(1 + \sigma) - w] - b\sigma\}}{2N_{Kr}} \cdot \frac{U}{X_1}; \quad (459a)$$

$$y_m = \frac{2r_1[(B-b)A - bC] + (1 + \sigma_2)\sigma C - bB}{2N_{Kr}} \cdot \frac{U}{X_1}; \quad (459b)$$

$$R^2 = x_m^2 + y_m^2 + \frac{Cb - (B-b)A}{N_{Kr}} \left(\frac{U}{X_1}\right)^2 \quad (459c)$$

и для  $-I_2'$ :

$$x_m = \frac{(1 + \sigma_1)(r_1A + bD) + r_1C + B}{2N_{Kr}} \cdot \frac{U}{X_1}, \quad (460a)$$

$$y_m = \frac{(1 + \sigma_1)(wD - r_1bA) + r_1(B-b)}{2N_{Kr}} \cdot \frac{U}{X_1}, \quad (460b)$$

$$R^2 = x_m^2 + y_m^2 + \frac{(1 + \sigma_1)b}{N_{Kr}} \left(\frac{U}{X_1}\right)^2, \quad (460c)$$

где в обоих случаях следует подставлять

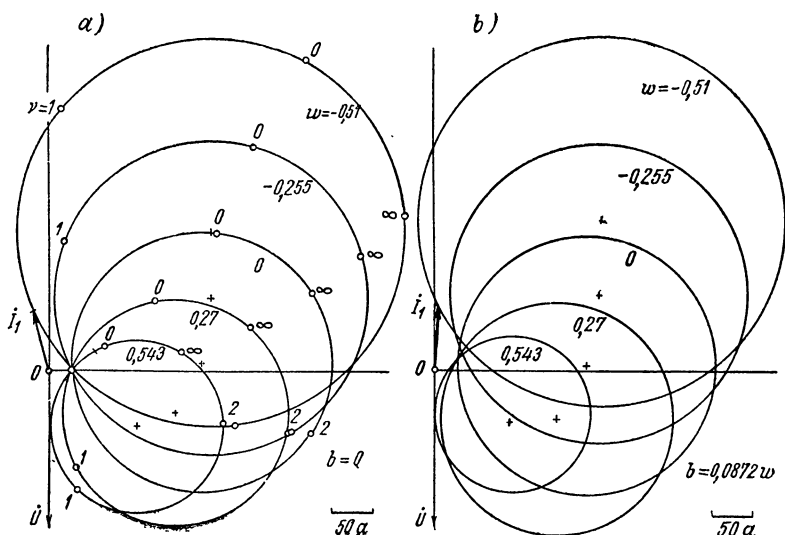
$$N_{Kr} = r_1^2 (B-b)A = (B + r_1C)D. \quad (460)$$

Для двигателя, для которого мы приведем в разд. 6а и б более подробные данные, на фиг. 315, а и б представлены некоторые геометрические места для первичного тока  $I_1$  и на фиг. 315, с для принятого отрицательным и приведенного к первичной обмотке вторичного тока ( $-I_2'$ ).

Фиг. 315, а и с действительны для того случая, когда  $b = 0$ , т. е.  $w = \ddot{u}$ ; следовательно, соединительная линия щеток одной фазы всегда совпадает с направлением оси соответствующей статорной обмотки ( $\delta = 0$ ). Активные сопротивления приняты равными  $R_1 = 0,058$ ,  $R_2' = 0,12$  ом, а средние значения реактивных сопротивлений  $X_{1\delta} = 2,4$ ;  $X_{1\sigma} = 0,116$ ;  $X_{2\sigma} = 0,074$  ом, т. е.  $r_1 = 0,023$ ,  $r_2 = 0,0485$ ,  $\sigma_1 = 0,048$ ;  $\sigma_2 = 0,031$ ,  $\sigma = 0,0745$ . Напряжение на зажимах  $U = 69,4$  в. Окружности на фиг. 315, а и с действительны для наименьшей скорости вращения холостого хода ( $v_0 \approx 0,44$ ), как и кривые на фиг. 321, а для  $\beta = 0$ , т. е. для  $w = \ddot{u} = \ddot{u}_0 = E_{RD}/E_2 = 0,543$ , и для наибольшей скорости вращения холостого хода ( $v_0 = 1,54$ ) точно так же, как и кривые на фиг. 321, б для  $\beta = 160^\circ$ ,

т. е. для  $\omega = \dot{u}_0 \cos 160^\circ = -0,51$ . Кроме того, нанесены еще геометрические места для  $\omega = 0,27$  ( $\beta = 60^\circ 8'$ ),  $\omega = 0$  ( $\beta = 90^\circ$ ) и  $\omega = -0,255$  ( $\beta = 118^\circ$ ). На фиг. 315, *a* посредством кружков указаны точки для относительных скоростей вращения  $v = 1-s$ , равных 0, 1, 2,  $\infty$ , а на фиг. 315с — точки для  $v$ , равных 1 и  $\infty$ .

На фиг. 315, *a* построен вектор тока  $I_1$  для  $\omega = -0,51$  при вращающем моменте  $M_i \approx 5$  кгм, а на фиг. 315с —  $I'_2$  для  $\omega = 0,543$  при  $M_i \approx 6$  кгм. Для практической работы имеет значение только небольшая область вблизи скорости вращения холостого хода; она соответствует области, для которой справедливы



Фиг. 315. Геометрические места первичного тока  $I_1$  для расчетного примера; *a*)  $b = 0$ ; *б*)  $b = 0,0872 \omega$ .

кривые на фиг. 321, *a* и *b* (до  $v = 0,24$  и  $v = 1,4$ ), и на геометрических местах фиг. 315, *a* и *c* выделена сильнее. При холостом ходе  $I'_2 = 0$  и по ур. (458б)  $s_0 = (1 + \sigma_1)\omega$  для геометрических мест при  $\omega = 0,543$  и  $\omega = -0,51$ , следовательно,  $v_0 \approx 0,43$  и  $v_0 \approx 1,53$ .

На фиг. 315, *b* показано, как изменяются геометрические места для первичного тока  $I_1$  по сравнению с фиг. 315, *a* при тех же самых значениях  $\omega$ , если линия, соединяющая щетки одной фазы, образует с осью соответствующей статорной обмотки при регулировании скорости вращения некоторый постоянный угол  $\delta$  [ $v = 1$  в ур. (450d)] и  $b = 0,0872 \omega$ . Согласно ур. (456а и б) и (451а и б) это случай, когда  $\delta = 5^\circ$ . Реактивные токи для нижесинхронной скорости вращения холостого хода становятся меньше, а для вышесинхронной увеличиваются. Для того чтобы и при вышесинхронной скорости вращения получать лучшее значение для коэффициента мощности, щеточные траверсы должны сдвигаться с различными скоростями ( $v > 1$ , разд. 2б, фиг. 313, *a* и *b*). При этом получаются и меньшие токи холостого хода.

Для рабочей области, имеющей практическое значение, получаются почти такие же геометрические места, если аналогично упрощенной круговой диаграмме асинхронного двигателя (разд. ВЗб, т. IV) наряду с током потерь  $I_V$  сначала пренебрегается также и намагничивающим током  $I_\mu$ , вместо  $U_1$  вводится  $U_D = U_1 - X_{1\sigma} I_\mu$  и в последующем  $I_\mu$  добавляется (см. разд. 5а).



если  $Q_1$  равно сумме потерь в железе ротора и потерь в меди в секциях регулировочной обмотки, перекрытых щетками, которая также располагается на роторе. Так как в нашей круговой диаграмме мы пренебрегли этой суммой, то следует положить  $Q_1 = 0$ , и  $I_{1w}$  будет равен перпендикуляр из конца вектора  $I_1$  на ось абсцисс. Если бы теперь регулировочное напряжение подводилось ко вторичной обмотке извне, то вращающий момент получился бы  $M_i = N_i/2\pi n_1$ . На самом же деле регулировочная обмотка располагается на первичной стороне машины и мощность  $\omega N_i$  возвращается в первичную обмотку. Мы получаем поэтому

$$M_i = \frac{N_i}{(1-w) 2\pi n_1} \quad \text{или} \quad M_i = \frac{N_i}{(1-w) n_1} \quad \text{кгм, (461a и б)}$$

если в последнем уравнении подставляется  $N_i$  в *вт* и  $n_1$  в *об/мин.*

**а. Упрощенный расчет.** Как и в упрощенной круговой диаграмме асинхронной машины (разд. С4, т. IV), мы пренебрежем сперва намагничивающим током  $I_\mu$  и током потерь  $I_V$  и обозначим полученный таким образом первичный ток посредством звездочки ( $I_1^*$ ). Если мы заменим в ур. (454а и б) первичный ток приведенным вторичным током  $I_2'$  [ур. (439а) при  $I_\mu = I_V = 0$ ] и учтем падение напряжения, которое вызывает намагничивающий ток в первичной обмотке, посредством введения  $U_D = U_1 - X_{1\sigma} I_\mu$  вместо  $U_1$ , то ур. (454а и б) преобразуются в

$$\dot{U}_D - [(1-w) R_1 + j(X_{1\sigma} - bR_1)] \dot{I}'_2 = \dot{E}_1;$$

$$U_D = (U_1 - X_{1s} I_n) \dot{U}_1 / U_1; \quad (462a \text{ и } b)$$

$$[(R'_2 + bX_{1\sigma}) + j(sX'_{2\sigma} + wX_{1\sigma})] \dot{I}'_2 = (s - w + jb) \dot{E}_1. \quad (462c)$$

Если мы решим эти уравнения путем исключения  $\dot{E}_1$  относительно  $I'_{2\omega}$ , то получим с сокращениями

$$R = R'_2 + [(1 - \omega)(s - \omega) + b^2] R_1 \quad \text{и} \\ X = (1 - s) b R_1 + s(X_{1\sigma} + X'_{2\sigma}); \quad (463a \text{ и } b)$$

$$I'_2 = I'_{2\omega} + I'_{2b} = \frac{(s - \omega) + jb}{R + jX} \dot{U}_D = \\ = \frac{(s - \omega) R + bX}{R^2 + X^2} \dot{U}_D - j \frac{(s - \omega) X - bR}{R^2 + X^2} \dot{U}_D \quad (463c)$$

и по ур. (439a) (при  $I_\mu = I_V = 0$ )

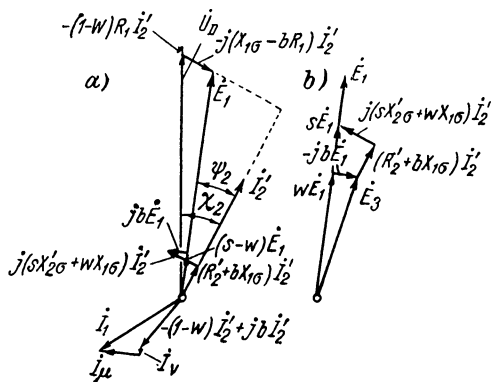
$$I_1^* = I_{1\omega}^* + I_{1b}^* = - \frac{[(1 - \omega)(s - \omega) + b^2] R + b(1 - s) X}{R^2 + X^2} \dot{U}_D + \\ + j \frac{[(1 - \omega)(s - \omega) + b^2] X - b(1 - s) R}{R^2 + X^2} \dot{U}_D, \quad (463d)$$

причем составляющие токов  $I'_{2\omega}$ ,  $I'_{2b}$ ,  $I_{1\omega}^*$ ,  $I_{1b}^*$  отнесены к первичному напряжению на зажимах.

На фиг. 316, а изображена векторная диаграмма, как она получается по ур. (462 а до с), для нижесинхронной скорости вращения. Диаграмма соответствует двигателю, подробнее рассмотренному в разд. 6а, а именно для  $I_\mu = 22$ ;  $I_V = 3,2$  а;  $\omega = 0,543$ ;  $b = 0,1$ ;  $s = 0,75$ ;  $R_1 = 0,058$ ;  $R'_2 = 0,120$ ;  $X_{1\sigma} = 0,139$ ;  $X'_{2\sigma} = 0,0845$  ом;  $U = 120/\sqrt{3} = 69,3$ ;  $U_D = 66,2\text{в}$ .

Из этой диаграммы мы определяем:

$$N_i = E_1 I'_2 \cos \psi_2 = \\ = [U_D \cos \chi_2 - (1 - \omega) R_1 I'_2] I'_2 = U_D I'_{2\omega} - \\ - (1 - \omega) R_1 I'^2_2, \quad (464a)$$



Фиг. 316. Векторные диаграммы по ур. (462 а до с).

причем вращающий момент по ур. (359) [при  $I_{2\omega}$  по ур.(463с)] получается:

$$M = \frac{P}{\omega} m_1 [U_D I'_{2\omega} - (1 - \omega) R_1 I'^2_2]. \quad (464b)$$

Для  $X_{1\sigma}$  и  $X'_{2\sigma}$  могут подставляться такие же реактивные сопротивления рассеяния, как и у асинхронной машины (т. е. без учета регулировочной обмотки  $\mathcal{B}$ ). Первичный ток  $I_1 = I_1^* + I_\mu + I_V$  является здесь одновременно и током, потребляемым из сети, так как регулировочный трансформатор отсутствует. Вид характеристик в зависимости от вращающего момента получается таким же, как и у шунтового двигателя со статорным питанием.

Чтобы показать нагляднее связь с диаграммой на фиг. 276,  $b$ , на фиг. 316,  $b$  нанесены  $s\dot{E}_1$  (соответствующая  $\dot{E}_L$  на фиг. 276,  $b$ ) и  $\dot{E}_3 = \omega \dot{E}_1 - jb\dot{E}_1$  (соответствующая  $\dot{U}_0$  на фиг. 276,  $b$ );  $s\dot{E}_1 - \dot{E}_3$  дает падение напряжения во вторичной цепи.

**б. Уточненный расчет** характеристик можно произвести по ур. (445а до д) при  $X'_{2\sigma 0} = 0$  и  $X'_{2\sigma}$  вместо  $X'_{2\sigma 0}$ , если положить  $X'_{3\sigma} = X'_{13} = X'_{1\sigma}$  [ур. (454а и б)], что приблизительно является допустимым. Здесь, однако, мы запишем уравнения также для того случая, когда это положение не выполняется, но при этом ограничимся для наглядности тем, что  $\alpha = 0$  и, следовательно, реактивная составляющая  $\dot{E}_R \equiv \dot{E}_3$  равна нулю. Мы получим тогда по ур. (441) и (442) при  $b = 0$ ,  $\omega = \ddot{u}$ ,  $X'_{2\sigma 0} = 0$ ,  $X'_{2\sigma v} = X'_{2\sigma}$ :

$$I'_{2w} = \frac{(s - \ddot{u}) R'_2 U_{1w} - D R'_2 I_{1\mu} - E I_V}{AC + B R'_2}; \quad I'_{2b} = - \frac{C I'_{2w} + u X'_{13} I_V}{R'_2}, \quad (465а и б)$$

где для сокращения положено

$$A = sX'_{2\sigma} + (s - \ddot{u})(1 - \ddot{u})X'_{1\sigma} + \ddot{u}^2 X'_{3\sigma} + \ddot{u}[(1 - \ddot{u}) + (s - \ddot{u})]X'_{13}; \quad (465с)$$

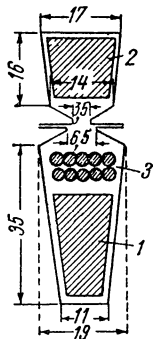
$$B = R'_2 + (s - \ddot{u})(1 - \ddot{u})R_1; \quad C = sX'_{2\sigma} + \ddot{u}^2 X'_{2\sigma} + \ddot{u}(1 - \ddot{u})X'_{13}; \quad (465d и е)$$

$$D = (s - \ddot{u})X'_{1\sigma} + \ddot{u}X'_{13}; \quad E = A\ddot{u}X'_{13} + (s - \ddot{u})R_1 R'_2. \quad (465f и г)$$

В разд. 6d мы покажем применение этих уравнений.

## 6. Сравнение с опытом

**а. Двигатель для расчетного примера.** Для расчета характеристик и сравнения с опытом мы положим в основу четырехполюсный двигатель SSW на 120 в напряжения на зажимах при 50 гц с пределами регулирования от 700 до 2100 об/мин при 3,5 до 10,5 квт (постоянный момент).



Фиг. 317.  
Пазы и обмотки.

**Статор.** Внешний диаметр 335 мм, расточка 240 мм. Длина пакета железа 150 мм; 36 пазов по фиг. 317. Обмотка (2 на фиг. 317) двухслойная с шириной секций  $W = 7$  пазовых делений. Число последовательно соединенных витков в фазе 39.

**Ротор.** Внешний диаметр 239 мм, внутренний 110 мм, длина пакета железа 150 мм; 24 паза по фиг. 317. Основная обмотка (1 на фиг. 317) двухслойная с шириной секций  $W = 5$  пазовых делений,  $w_1 = 34$  последовательно соединенных витка в фазе. Регулировочная обмотка (3 на фиг. 317) одноходовая петлевая с одним витком в секции, 10 проводников в пазу,  $u = 5$ ,  $y_1 = 29$ ,  $w_3 = 30$  при диаметрально положении щеток.

**Коллектор.** Диаметр 180 мм, число пластин  $k = 120$ . Двойная щеточная траверса (шестищеточное включение) с шестью болтами, по 2 щетки с контактной поверхностью по  $12,5 \cdot 8$  мм<sup>2</sup>.

**б. Коэффициенты трансформации и сопротивления.** Обмоточные коэффициенты рассчитываются как  $\xi_1 = 0,933$ ,  $\xi_2 = 0,902$ ,  $\xi_3 = 0,636$ . При этом коэффициенты трансформации и при диаметрально положении щеток [ур. (438б) и (455 а и б)] получаются  $\ddot{u}_M = 0,902 \cdot 39 / (0,933 \cdot 34) = 1,11$ ;  $\ddot{u}_T = 0,636 \cdot 30 / (0,933 \times \times 34) = 0,602$ ;  $\ddot{u}_0 = E_{RD} / E_2 = 0,636 \cdot 30 / (0,902 \cdot 39) = 0,543$ .

Активные сопротивления. Активное сопротивление первичной обмотки при 70°C составляет  $R_{1W} = 0,038$  ом, а переходное сопротивление щеток  $R_{1B} = 1 \text{ в/50 а} = 0,02$  ом; следовательно,  $R_1 = 0,058$  ом.

Активные сопротивления вторичной обмотки при 70°C  $R_{2W} = 0,0607$  ( $R'_{2W} = 0,0493$ ) ом, а регулировочной обмотки при диаметральной положении щеток  $R_{3W} = 0,0373$  ( $R'_{3W} = 0,0303$ ) ом; переходное сопротивление щеток  $R_{3B} = 2 \text{ в/40 а} = 0,05$  ( $R'_{3B} = 0,0405$ ) ом, т. е. полное активное сопротивление во вторичной цепи при диаметральной положении щеток  $R_2 = 0,148$  ом, а приведенное к первичной обмотке  $R'_2 = 0,120$  ом.

Реактивные сопротивления рассеяния. Первичная обмотка является двухслойной хордовой обмоткой; таким образом, мы должны принять во внимание, что токи в нижнем и верхнем слоях не во всех пазах совпадают по фазе. Согласно разд. IIM1b, т. I (см. также разд. G2b, т. IV), мы получаем при  $g = 0,75$  пазовое реактивное сопротивление  $X_{1N} = 0,042$  ом. Лобовое рассеяние мы рассчитываем по разд. G3a и с, т. IV. По табл. 3, с учетом поправочного коэффициента, мы получаем  $\lambda_S = 0,4$  и по ур. (279), т. IV,  $X_S = X_{1S} + X'_{2S} = 0,044$  ом. При этом (разд. G3c, т. IV)  $X'_{2S}/X_{1S} \approx 1,46$ ; следовательно,  $X_{1S} \approx 0,018$ ,  $X'_{2S} \approx 0,026$  ом. Коэффициент рассеяния в воздушном зазоре мы получаем из фиг. 101, а, т. IV, при  $W/\tau = 5/6 = 0,825$  и при  $q = 2$  как  $\sigma_0 = 2,35/100$ . Полное реактивное сопротивление рассеяния первичной обмотки получается:

$$X_{1\sigma} = X_{1N} + X_{1S} + \sigma_0 X_{1h} = (0,06 + 2,35 X_{1h}/100) \text{ ом.} \quad (466a)$$

Для вторичной обмотки мы определили уже реактивное сопротивление лобового рассеяния, приведенное к первичной обмотке, как  $X'_{2S} = 0,026$  ом. Реактивное сопротивление пазового рассеяния получается подобно тому, как для первичной обмотки,  $X_{2N} = 0,0264$ ,  $X'_{2N} = 0,0214$  ом. Для коэффициента рассеяния в зазоре из фиг. 101, а, т. IV, мы получаем при  $W/\tau = 7/9 = 0,778$  и при  $q = 3$   $\sigma_0 = 1,1/100$ . При этом приведенное реактивное сопротивление рассеяния вторичной обмотки получается:

$$X'_{2\sigma} = X'_{2N} + X'_{2S} + \sigma_0 X_{1h} = (0,0474 + 1,1 X_{1h}/100) \text{ ом.} \quad (466b)$$

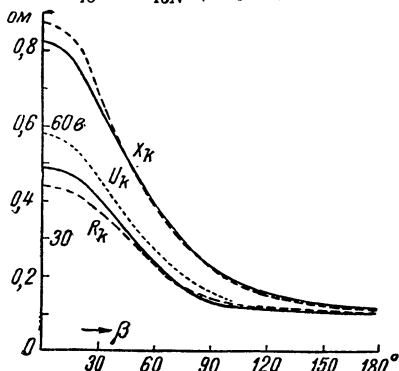
Регулировочная обмотка практически является диаметральной обмоткой. По ур. (337) (разд. A10aβ) мы получаем  $X_{3N} = 0,00735$ ,  $X'_{3N} = X_{3N}/\bar{u}_{T_0}^2 = 0,0202$  ом. В качестве лобового рассеяния значение имеет рассеяние по отношению к обмотке 2. Согласно табл. 3, стр. 178, т. IV, мы оцениваем  $\lambda_S = 0,33$  и получаем при этом  $X_S = 0,0124$  ом, а приведенное к первичной обмотке  $X_S/\bar{u}_{T_0}^2 = 0,0342$  ом. По разд. G3c, т. IV мы оцениваем  $X'_{3S} \approx 0,0342/2,5 = 0,0137$  ом (разность  $0,0342 - 0,0137 = 0,0205$  ом падает на вторичную обмотку; она несколько меньше  $X'_{2\sigma} = 0,026$  ом, поскольку регулировочная обмотка лежит ближе ко вторичной обмотке, чем первичная обмотка). Коэффициент рассеяния в зазоре мы берем из сопоставления (251a), стр. 155, т. IV, как  $\sigma_0 = 2,85/100$ . При этом мы получаем приведенное к первичной обмотке реактивное сопротивление рассеяния регулировочной обмотки при диаметральной положении щеток:

$$X'_{3\sigma} = X'_{3N} + X'_{3S} + \sigma_0 X_{1h} = (0,0339 + 2,85 X_{1h}/100) \text{ ом.} \quad (466c)$$

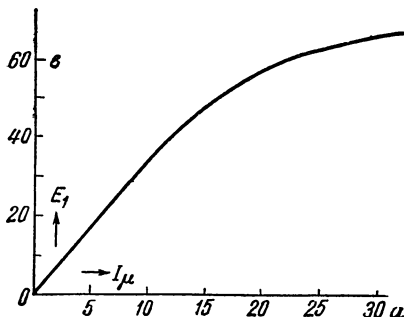
Для расчета реактивного сопротивления взаимной индукции между регулировочной и первичной обмотками мы пренебрегаем взаимоиндукцией лобовых соединений, но для компенсации последней пазовые поля рассчитываем так, как если бы роторная обмотка была диаметральной. Тогда мы получаем  $X_{13N} = 0,0136$  ом и  $X'_{13N} = X_{13N}/\bar{u}_{T_0}^2 = 0,0226$  ом. Взаимную индуктивность рассеяния в зазоре мы рассчитываем по среднему значению коэффициента рассея-

ния в зазоре для регулировочной и первичной обмоток, т. е.  $\sigma_0 = (2,85 + 2,35) : 200 = 2,6/100$ . При этом мы получаем приведенное к первичной обмотке реактивное сопротивление взаимной индукции при диаметрально противоположении щеток как

$$X'_{13} \approx X'_{13N} + \sigma_0 X_{1h} = (0,0226 + 2,6 X_{1h}/100) \text{ ом.} \quad (466d)$$



Фиг. 318. Измеренные (—) и рассчитанные (---) сопротивления короткого замыкания  $R_k$  и  $X_k$ , а также  $U_k$  в зависимости от  $\beta$ .



Фиг. 319. Магнитная характеристика для расчетного примера.

### с. Сравнение рассчитанных реактивных сопротивлений с измеренными.

Рассчитанные в разд. б сопротивления для того случая, когда соединительная линия щеток одной фазы остается при сдвиге щеток параллельной оси статора, мы сравним с измеренными при весьма медленном вращении ротора и короткозамкнутой вторичной цепи. Измеренные при  $I_2 = 60 \text{ а}$  и  $n = 50 \text{ об/мин}$  значения напряжения на зажимах  $U_k$  (на фазу) и сопротивлений короткого замыкания  $R_k$  и  $X_k$  (сплошные линии) в зависимости от щеточного угла  $\beta$  нанесены на фиг. 318.

При  $\alpha = 1$  и  $s = 1$  в ур. (441) и (442) нужно подставлять  $\omega = \ddot{u} = u_0 \cos \beta$ ,  $b = 0$  и  $\dot{E}_1 = -jX_{1h}[I_1 + (1-\ddot{u})I'_2]$  [см. ур. (439a)]. Если мы решим эти уравнения относительно  $I_1$ , то получим сопротивление короткого замыкания

$$\frac{\dot{U}}{-I_1} = R_k + jX_k = \frac{CR'_2 + AB + j(R'_2B - AC)}{R'^2_2 + A^2}, \quad (467)$$

где

$$A = (1-\ddot{u})^2 X_{1h} + X'_{2\sigma} + \ddot{u}^2 X'_{2\sigma}; \quad B = R_1 A + R'_2 X_1; \quad (467a \text{ и } b)$$

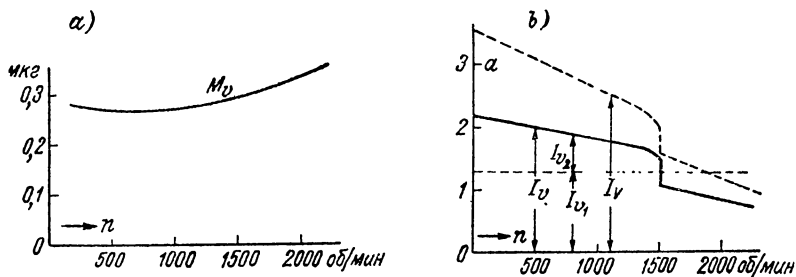
$$C = R_1 R'_2 - A X_1 + [(1-\ddot{u})X_{1h} - \ddot{u}X'_{13}]^2. \quad (467c)$$

При пользовании уравнением необходимо обратить внимание на то, что составляющая регулировочной обмотки в активном сопротивлении  $R'_2$  является неизменной только до угла  $\beta = 30^\circ$ , а затем до  $\beta = 90^\circ$  линейно падает до нуля [ур. (300a и b) и фиг. 215 при  $\beta$  вместо  $\alpha$ ]. Таким образом, для  $0 \leq \beta \leq 30^\circ$  следует подставлять (см. разд. б)  $R'_2 = 0,12$ , для  $\beta = 60^\circ$   $R'_2 = 0,105$  и для  $\beta = 90^\circ$   $R'_2 = 0,09 \text{ ом}$ . Если мы подставим для  $X_{1h}$  реактивное сопротивление, соответствующее нижней прямолинейной части магнитной характеристики (фиг. 319), то будет  $X_{1h} = 3,37 \text{ ом}$  и по ур. (466a до d) мы получим  $X'_{1\sigma} \approx 0,139$ ,

\* Если  $C$  вычисляется с помощью логарифмической линейки, то для повышения точности сперва путем подстановки  $A$  в ур. (467c) следует выделить члены с  $X'^2_{1h}$ .

$X'_{2\sigma} \approx 0,0845$ ,  $X'_{8\sigma} \approx 0,13$ ,  $X'_{13} \approx 0,115$  ом. При этих значениях по ур. (467) рассчитаны сопротивления короткого замыкания и построены штриховыми кривыми на фиг. 318.

Значительные отклонения между расчетом и опытом получаются только при малых щеточных углах  $\beta$ . При этом, однако, э. д. с., индуцированная потоком в воздушном зазоре (см. пунктирную кривую на фиг. 318), лежит уже в криволинейной части магнитной характеристики, которая проходит прямолинейно только до  $E_1 \approx 40$  в (см. фиг. 319). Если мы учтем это обстоятельство путем подстановки соответствующего значения для  $X'_{13}$ , то расчетные значения  $X_k$  почти совпадут с измеренными и при малых  $\beta$ . Отсюда можно заключить, что мы достаточно точно рассчитали сопротивления.



Фиг. 320. а) Момент потерь в зависимости от скорости вращения; б) токи потерь в зависимости от скорости вращения.

Если для упрощения расчета подставляется  $X'_{13} = X_{8\sigma} = X_{1\sigma} = 0,139$  ом, то разница между расчетными и измеренными значениями  $R_k$  и  $X_k$  становится несколько больше. Эта разница, однако, остается все же в таких умеренных пределах, что для практических расчетов дает основание подставлять  $X'_{13} = X'_{2\sigma} = X_{1\sigma}$ . Так, например, при  $\beta = 0$  для  $X_k$  получается лишь примерно на 6 % большее значение, чем по уточненному расчету.

**д. Сравнение расчетных и опытных характеристик.** На фиг. 321, а и б сильно выделенными кривыми нанесены рассчитанные по ур. (465) в разд. 5б, а штриховыми кривыми — измеренные токи  $I_1$  и  $I'_1$ , а также скорость вращения  $n$  в зависимости от развиваемого в машине вращающего момента  $M_i$ . Фиг. 321, а действительна для  $\omega = 0,543$  (соответствующего положению щеток  $\beta = 0$ , см. фиг. 315, а и с), а фиг. 321, б для  $\omega = -0,51$  (соответствующего  $\beta = 160$ ), причем в обоих случаях  $b = 0$ , т. е. соединительная линия щеток одной фазы параллельна соответствующей оси статорной обмотки (см. фиг. 309, б). Для опытных кривых положено  $M_i = M_{\Psi} + M_v$ , где  $M_{\Psi}$  есть вращающий момент, измеренный на валу, а  $M_v$  — момент потерь.

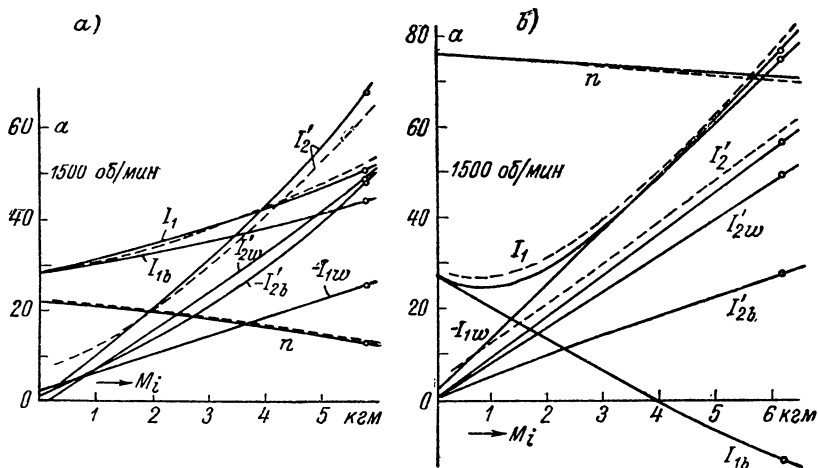
Момент потерь был определен при наложенных щетках путем специальных измерений по разд. N1е, т. IV, при напряжении на зажимах  $\sqrt{3} U = 120$  в и нанесен на фиг. 320, а в зависимости от скорости вращения. Внутри области, имеющей практическое значение, он очень мало зависит от э. д. с.  $E_1$ . Экспериментально также были определены известным способом (см. разд. N1е, т. IV) необходимый для расчета ток потерь  $I_v$  при наложенных щетках (штриховая кривая на фиг. 320, б) и соответствующий ток потерь  $I_v = I_{v1} + I_{v2}$  (сплошная кривая) при поднятых щетках. Кривые на фиг. 320, б соответствуют напряжению на контактных кольцах 120 в. Под влиянием тока нагрузки в щетках на коллекторе  $I_v$  еще несколько увеличится. Это влияние при расчете не принято во внимание. То, что и при синхронной скорости вращения  $I_v > I_v$ , определяется высшими гармоническими вращающегося поля, которые и при синхронной скорости вращения индуцируют токи в секциях ротора, перекрытых щетками.

Совпадение расчета с опытом на фиг. 321, а и б удовлетворительное. Незначительные отклонения токов могут быть вызваны уже тем, что линия, соединяю-

щетка одной фазы, оказывается не строго параллельной оси соответствующей статорной обмотки. Последнее же может вызываться неизбежной небольшой игрой передачи в устройстве для перемещения щеток. Тонкие кривые на фиг. 321, *a* и *b* обозначают расчетные приведенные к  $E_1$  составляющие токов  $I'_{2w}$ ,  $I'_{2b}$  и  $I_{1w}$ ,  $I_{1b}$ , причем для экономии места на фиг. 321, *a* и *b* нанесены отрицательные значения  $I_{1w}$ , а на фиг. 321, *a* также и отрицательное значение  $I'_{2b}$ .

Ход расчета мы покажем для каждой из скоростей вращения на фиг. 321, *a* и *b*.

$\beta = 0^\circ$ ,  $\omega = 0,543$ ,  $n = 375$  об/мин,  $s = 0,75$ . Мы оцениваем  $E_1 = 60,1$  в. Соответствующий намагничивающий ток по магнитной характеристике фиг. 319 получается  $I_\mu = 21,8$  а, следовательно,  $X_{1h} = E_1/I_\mu = 2,76$  ом. При этом по ур. (466а до д) мы получаем  $X_{1\sigma} = 0,1249$ ,  $X'_{2\sigma} = 0,0777$ ,  $X'_{3\sigma} = 0,1128$ ,



Фиг. 321. Расчетные (—) и опытные (---) характеристики при  $b=0$  в зависимости от  $M_i$ ; а)  $\beta=0^\circ$ ; б)  $\beta=160^\circ$ .

$X'_{1\sigma} = 0,0946$  ом. Для сокращений по ур. (465 с до г) будет  $A = 0,1374$ ,  $B = 0,1255$ ,  $C = 0,1149$ ,  $D = 0,0773$  ом и  $E = 0,00849$  ом<sup>2</sup>. По фиг. 320, *b* мы берем при 375 об/мин  $I_V = 3,22$  а и получаем при этом по ур. (465а и б)  $I'_{2w} = 48,5$ ;  $I'_{2b} = -47,7$ ;  $I'_2 = 68$  а. Первичные токи получаются по ур. (440с и д) как  $I_{1w} = -25,4$ ;  $I_{1b} = 43,6$ ;  $I_1 = 50,5$  а. При этом по ур. (444а) мы получаем (при  $U_{1w} \approx U_1 = U$ )  $E_1 = 60,1$  в, как мы и задавались, так что токи могут сохраняться. Из фиг. 320, *b* мы определяем при 375 об/мин  $I_{v2} = I_v - I_{v1} = 0,7$  а и получаем при этом по ур. (423) ( $I'_k = 0$ )  $M_i = 5,78$  кгм. Рассчитанные значения показаны на фиг. 321, *a* кружками.

$\beta = 160^\circ$ ,  $\omega = -0,51$ ,  $n = 2115$  об/мин,  $s = -0,41$ . Задаемся  $E_1 = 66,3$  в. При этом по фиг. 319  $I_\mu = 28,4$  а,  $X_{1h} = 2,33$  и по ур. (466а до д)  $X_{1\sigma} = 0,1148$ ,  $X'_{2\sigma} = 0,073$ ,  $X'_{3\sigma} = 0,1007$ ,  $X'_{1\sigma} = 0,0833$  ом. Сокращения по ур. (465с до г) дают  $A = -0,0547$ ;  $B = 0,1287$ ;  $C = -0,0678$ ;  $D = -0,0310$  ом,  $E = 0,00302$  ом<sup>2</sup>; по фиг. 320, *b*  $I_V = 1,1$  а. При этом мы получаем  $I'_{2w} = 48,7$ ;  $I'_{2b} = 27,9$ ;  $I'_2 = 56$  и  $I_{1w} = -74,6$ ;  $I_{1b} = -13,7$ ;  $I_1 = 75,9$  а. Рассчитанное при этих токах значение  $E_1 = 65,4$  в отличается от предварительно принятого так мало, что мы можем удовлетвориться рассчитанными токами. Из фиг. 320, *b* мы находим при  $n = 2115$  об/мин  $I_{v2} = I_v - I_{v1} = 0,85 - 1,30 = -0,45$  а и получаем, наконец, вращающий момент  $M_i = 6,15$  кгм. Рассчитанные значения указаны на фиг. 321, *b* кружками.

Для упрощения расчета можно положить без большой ошибки  $X'_{3\sigma} = X'_{1\sigma} = X_{1\sigma}$  и для дальнейшего упрощения в основу положить среднее значение  $E_1$ , как мы это принимали в разд. 4 для геометрических мест.

Характеристики, рассчитанные с такими средними значениями по упрощенным уравнениям в разд. 5а не дают больших отклонений от точного расчета, так что для экономии времени расчет делается большей частью по уравнениям в разд. 5а.

## Е. ШУНТОВАЯ МАШИНА С ОСОБОЙ ОБМОТКОЙ ВОЗБУЖДЕНИЯ

### 1. Регулирование в цепи якоря

а. **Схема и основные свойства.** Подобно тому, как и в однофазной машине, мы можем в многофазной машине также включить обмотки ротора и статора друг другу навстречу так, чтобы их полные токи в воздушном зазоре уничтожались, а вращающееся поле возбуждать посредством особой обмотки. Фиг. 322а показывает схему такой машины в простейшем виде. Здесь  $L$  есть обмотка ротора, например, при трехщеточном включении;  $K$  — компенсационная обмотка, которая вместе с обмоткой возбуждения  $E$  располагается в пазах статора. Посредством ступенчатого трансформатора, который выполнен, например, в виде автотрансформатора, напряжение  $U_A$ , подводимое к цепи якоря, может изменяться. Обмотка возбуждения находится под постоянным напряжением сети  $U$  (на фазу).

Посредством обмотки возбуждения в машине возбуждается вращающееся поле практически неизменной величины. При холостом ходе в компенсационной обмотке  $K$  индуктируется э. д. с., действующее значение которой  $E_K$  не зависит от скорости вращения машины, тогда как э. д. с.  $E_L$ , индуктированная в обмотке ротора, пропорциональна скольжению. Так как магнитные оси компенсационной обмотки и обмотки ротора направлены точно навстречу друг другу, при полной компенсации, как мы это и предполагаем, результирующая э. д. с.  $E$  в цепи якоря при неподвижном состоянии равна нулю и возрастает линейно с увеличением относительной скорости вращения  $v = n/n_1 = 1-s$ :

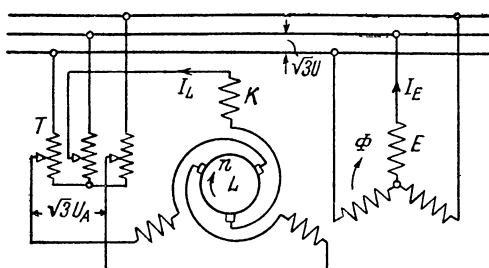
$$\dot{E} = (1-s)\dot{E}_K, \quad (468)$$

как это очевидно из фиг. 322b. Таким образом, в противоположность машине, рассмотренной в разд. С, скорость вращения при холостом ходе оказывается пропорциональной напряжению, подводимому к зажимам цепи якоря.

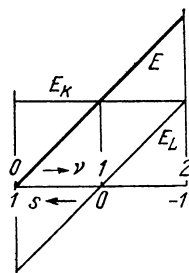
В схеме по фиг. 322а мы получаем благоприятные фазы напряжений только при холостом ходе, которые оказываются возможными благодаря малому току холостого хода. Однако при нагрузке фазовый угол между током и э. д. с. ротора, косинусу которого пропорционален вращающий момент, будет тем большим, чем больше отношение между реактивным сопротивлением рассеяния и активным сопротивлением в цепи якоря. Чтобы получить при нагрузке



более благоприятные соотношения, напряжение, подводимое к цепи якоря, в двигательном режиме должно несколько опережать напряжение на обмотке возбуждения, а в генераторном режиме несколько отставать от него. Это может достигаться посредством соответствующего включения регулировочного трансформатора (см. разд. С4а) или также тем, что обмотка возбуждения размещается по окружности якоря со сдвигом по отношению к компенсационной обмотке. В последующем мы будем предполагать, что оси компенсационной обмотки и обмотки возбуждения совпадают, т. е. для лучшего режима устанавливается фаза напряжения ветви якоря  $\dot{U}_A$ .



Фиг. 322а. Схема шунтовой машины с особой обмоткой возбуждения в простейшем виде.



Фиг. 322 б. Э. д. с. в зависимости от  $\nu$  и, соответственно, от  $s$ .

**б. Уравнения напряжений и расчет характеристик.** Компенсационную обмотку и обмотку возбуждения представим себе для простоты лежащими в пазах рядом друг с другом и для большей наглядности примем, что обе они имеют одинаковое число витков и тот же самый обмоточный коэффициент. В ином случае напряжение на обмотке возбуждения нужно было бы увеличить в отношении  $\xi_E \omega_E / \xi_K \omega_K$ . Если мы обозначим через  $X_{K\sigma}$  реактивное сопротивление рассеяния компенсационной обмотки, то реактивные падения напряжения в обмотке возбуждения и в компенсационной обмотке будут одинаковы, а именно  $jX_{K\sigma}(I_L + I_E)$ , где  $I_L$  есть ток в цепи якоря и  $I_E$  ток в цепи возбуждения. Ток в обмотке возбуждения мы полагаем равным намагничивающему току ( $I_E = I_\mu$ ), т. е. пренебрегаем потерями в железе, покрываемыми через обмотку возбуждения и реакцией короткозамкнутых щетками секций роторной обмотки. Обозначим через  $R$  полное активное сопротивление в цепи якоря, включая и полное приведенное ко вторичной обмотке активное сопротивление трансформатора; через  $R_E$  — активное сопротивление в цепи возбуждения и включив в не зависящую от скольжения часть  $X_{L\sigma_0}$  реактивного сопротивления рассеяния роторной обмотки приведенное ко вторичной обмотке реактивное сопротивление рассеяния трансформатора. Уравнения

напряжений для цепей возбуждения и якоря получаются:

$$\dot{U} + R_E \dot{I}_u + jX_{K\varphi} (\dot{I}_L + \dot{I}_u) = \dot{E}_E = \dot{E}_K; \quad (469a)$$

$$\dot{U}_{A_0} + Ri_L + jX_{K\sigma}(i_L + i_u) + j(X_{L\sigma_0} + sX_{L\sigma v})i_L = (1-s)\dot{E}_K, \quad (469b)$$

если  $\dot{U}_{A_0}$  есть напряжение на вторичной обмотке трансформатора при разомкнутой цепи якоря.

Для напряжения на зажимах цепи якоря мы запишем по фиг. 323:

$$\dot{U}_{A_0} = \ddot{u}_T \dot{U} \epsilon^{j_a} = \dot{U} (\omega + j b); \quad (470a)$$

$$\ddot{u}_T = U_{A_0}/U = \omega_2/\omega_1 \quad (470b)$$

и согласно фиг. 323 разложим напряжение сети  $\dot{U}$  на составляющие  $\dot{U}_w$  и  $\dot{U}_b$ , а ток якоря  $\dot{I}_L$  — на составляющие  $\dot{I}_{Lw}$  и  $\dot{I}_{Lb}$ , все отнесенные к  $\dot{E}_K = \dot{E}_E$ . При

$$\dot{U} = U_{zw} + jU_b \quad \text{и} \quad \dot{I}_L = I_{Lzw} + jI_{Lb} \quad (470\text{с и d})$$

мы получим тогда из ур. (469а) вещественные уравнения

$$U_w - X_{K\sigma} (I_u + I_{Lb}) = E_K; \quad (471a)$$

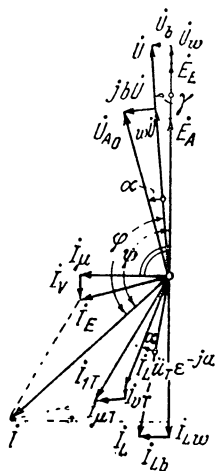
$$U_b + R_E I_{Lk} + X_{K\sigma} I_{Lw} = 0. \quad (471b)$$

При этом, как и в разделе С3а, значения  $I_{Lw}$  и соответственно  $I_{Lb}$  нужно подставлять положительными или отрицательными, смотря по тому, находится  $I_{Lw}$  в фазе (генераторный режим) или в противофазе (двигательный режим) с  $\dot{E}_K$  и соответственно  $I_{Lb}$  опережает или отстает по фазе на четверть периода относительно  $\dot{E}_K$ . Следует обратить внимание, что здесь при двигательном режиме  $I_{Lw}$  всегда отрицательно в противоположность рассмотренной в разд. С машине, у которой  $I'_{Lw}$  было положительно. Это обуславливается тем, что роторная обмотка включена встречно со статорной обмоткой и, следовательно, при неподвижном состоянии  $\dot{E}_L = -\dot{E}_K$ .

Если мы введем в ур. (469b)  $\dot{U}_{A_0}$ ,  $\dot{U}$  и  $I_L$  по ур. (470a до d) и заменим  $E_K$  и  $U_b$  по ур. (471a и b), то получим два вещественных уравнения:

$$\begin{aligned} (1-w-s)U_w - (R+bX_{K\sigma})I_{Lw} + (sX_{K\sigma} - bR_E)I_\mu = \\ = -[X_{L\sigma_0} + s(X_{L\sigma v} + X_{K\sigma})]I_{Lb}; \end{aligned} \quad (472a)$$

$$bU_w + [(1-w)X_{K^*} + sX_{L^*v} + X_{L^*0}]I_{Lw} - wR_E I_\mu = -RI_{Lb}. \quad (472b)$$



Фиг. 323. Составляющие напряжений и токов.

и скольжение  $s$  или относительная скорость вращения  $v = 1 - s$ . Мы получаем:

$$I_{Lw} = \frac{AD + CR}{AB + R(R + bX_{K\sigma})}; \quad I_{Lb} = \frac{D - BI_{Lw}}{R}, \quad (473a \text{ и } b)$$

где для сокращения подставлено

$$A = X_{L\sigma 0} + s(X_{L\sigma v} + X_{K\sigma}); \quad B = X_{L\sigma 0} + sX_{L\sigma v} + (1 - w)X_{K\sigma}; \quad (473c \text{ и } d)$$

$$C = (1 - w - s)U_w + (sX_{K\sigma} - bR_E)I_{\mu}; \quad D = wR_E I_{\mu} - bU_w. \quad (473e \text{ и } f)$$

Во всех практических случаях может быть принято  $U_w \approx U$ .

При рассчитанных для некоторого принятого скольжения  $s$  составляющих тока  $I_{Lw}$  и  $I_{Lb}$  мы получаем по ур. (471a) э. д. с.  $E_K$  и при этом по ур. (359) развиваемый в машине ток  $I_L$  (т. е. при пренебрежении  $M_k + M_{v2}$ ) вращающий момент

$$M = - \frac{pmE_K I_{Lw}}{\omega}. \quad (473)$$

Скольжение  $s_0$  при чистом холостом ходе мы получаем по ур. (473a) для  $I_{Lw} = 0$  как

$$s_0 = \frac{(wX_{L\sigma 0} - bR)R_E I_{\mu} + [(1 - w)R - bX_{L\sigma 0}]U_w}{[b(X_{L\sigma v} + X_{K\sigma}) + R]U_w - [wR_E(X_{L\sigma v} + X_{K\sigma}) + RX_{K\sigma}]I_{\mu}}. \quad (474)$$

При выводе уравнений мы пренебрегали для упрощения током потерь  $I_V$  в обмотке возбуждения. Мы можем приближенно учесть его дополнительно, прибавляя его к  $I_{\mu}$ :  $I_E = I_{\mu} + I_V$  (см. фиг. 323). Точно так же мы можем дополнительно определить добавочные вращающие моменты  $M_k$  и  $M_{v2}$ , которые получаются таким же путем, как и для машины без особой обмотки возбуждения.

При наших рассматриваниях мы исходили от машины и рассматривали поэтому напряжение на вторичной обмотке регулируемого трансформатора как напряжение сети. При работе в качестве двигателя, которую мы, как правило, предполагаем, ток  $I_L$  в цепи якоря оказывается поэтому, по существу, в противофазе с  $\dot{U}_A$ . Если мы теперь определяем первичный ток трансформатора, находящегося под напряжением сети  $\dot{U}$ , то при двигательном режиме он является также потребителем тока. Уменьшенный на намагничивающий ток  $I_{\mu T}$  и ток потерь  $I_{vT}$  первичный ток трансформатора, который отстает от  $I_L$  на угол  $\alpha$  (фиг. 323), мы получаем, таким образом, по фиг. 323 как

$$\begin{aligned} I_{1T} - I_{\mu T} - I_{vT} &= I_L \ddot{u}_r e^{-j\alpha} = (I_{Lw} + jI_{Lb})(w - jb) = \\ &= wI_{Lw} + bI_{Lb} + j(wI_{Lb} - bI_{Lw}). \end{aligned} \quad (475)$$

Здесь  $I_{vT}$  находится практически в противофазе с  $\dot{U}$ , а  $I_{\mu T}$  упреждает по фазе на четверть периода  $\dot{U}$ . Так как угол  $\gamma$  между  $\dot{E}_E$  и  $\dot{U}$  в практических случаях очень мал, мы можем без значительной ошибки

принять также  $I_{vT}$  в противофазе с  $\dot{E}_E$  и  $I_{\mu T}$  упрещающим  $\dot{E}_E$  по фазе на четверть периода. Если мы запишем

$$I_{1T} = I_{1Tw} + jI_{1Tb}, \quad (476)$$

причем составляющие снова отнесены к  $\dot{E}_E$ , то получим, если  $I_{vT}$  всегда подставляется положительным,

$$I_{1Tw} = \omega I_{Lw} + bI_{Lb} - I_{vT}; \quad I_{1Tb} = \omega I_{Lb} - bI_{Lw} + I_{\mu T}. \quad (476a \text{ и } b)$$

Полный потребляемый из сети ток

$$I = I_w + jI_b \quad (477)$$

при

$$I_w = I_{1Tw} - I_V \approx \omega I_{Lw} + bI_{Lb} - I_V - I_{vT} \quad (477a)$$

и

$$I_b = I_{1Tb} + I_{\mu} \approx \omega I_{Lb} - bI_{Lw} + I_{\mu} + I_{\mu T}, \quad (477b)$$

где  $I_V$  обозначает пренебреженный ранее ток потерь цепи возбуждения, для знака которого справедливо то же, что для машины без особой обмотки возбуждения.

Составляющие токов, отнесенные к напряжению сети  $\dot{U}$ , мы получим по ур. (471b) при

$$\sin \gamma = - \frac{R_E I_{\mu} + X_{K\sigma} I_{Lw}}{U}; \quad \cos \gamma = + \sqrt{1 - \sin^2 \gamma}, \quad (487a \text{ и } b)$$

причем получается также коэффициент мощности [см. ур. (427a и b)].

По уравнениям этого раздела мы можем рассчитать для определенного положения регулировочного трансформатора рабочие характеристики машины, задаваясь различными значениями скольжений.

**с. Положение регулировочного трансформатора.** Если мы решим ур. (472a и b) относительно  $\omega$ , то получим:

$$\omega = \frac{[(1-s)U_w + E]U_w + FG}{U_w^2 + G^2}, \quad (479)$$

где для сокращения подставлено

$$E = [X_{L\sigma 0} + s(X_{L\sigma v} + X_{K\sigma})] I_{Lb} + sX_{K\sigma} I_{\mu} - RI_{Lw}; \quad (479a)$$

$$F = (X_{L\sigma 0} + sX_{L\sigma v} + X_{K\sigma}) I_{Lw} + RI_{Lb}; \quad G = X_{K\sigma} I_{Lw} + RE I_{\mu}. \quad (479b \text{ и } c)$$

Точно так же получается

$$b = \frac{\omega G - F}{U_w}. \quad (480)$$

Таким образом, если заданы составляющие токов  $I_{Lw}$  и  $I_{Lb}$  и величины сопротивлений (при частоте сети) неизменны, то  $\omega$  и  $b$  являются линейными функциями скольжения  $s$ . Во всех практических случаях может подставляться  $U_w \approx U$ .

Для того чтобы можно было сравнить этот двигатель с двигателем без особой обмотки возбуждения, мы предположим ту же машину, что и в разд. С4б, и представим себе, что в пазах статора расположена еще обмотка возбуждения.

При той же обмотке ротора обмотка статора, служащая в качестве компенсационной обмотки, должна была бы выбираться таким образом, чтобы  $\xi_K \omega_K = \xi_L \omega_L$ , т. е. двигатель должен работать с некоторым меньшим напряжением на зажимах, чем двигатель без особой обмотки возбуждения. Для облегчения сравнения обоих двигателей мы отнесем все величины к числу витков статорной обмотки двигателя без особой обмотки возбуждения и примем также для упрощения, что сопротивления трансформатора таковы же, как и у машины без особой обмотки возбуждения. Тогда напряжение на зажимах обоих двигателей будет  $U = 110/\sqrt{3} = 63,6$  в и для двигателя с особой обмоткой возбуждения действительные следующие сопротивления, причем соответствующие обозначения для машины без особой обмотки возбуждения указаны в скобках:  $R = (R_S + R'_L) = 0,09 + 0,208 = 0,298$ ;  $X_{K\sigma} = (X_{S\sigma}) = 0,23$ ;  $X_{L\sigma v} = (X'_{L\sigma v}) = 0,2$ ;  $X_{L\sigma 0} = (X'_{L\sigma 0}) = 0,0425$  ом. Активное сопротивление обмотки возбуждения, которая, по существу, должна рассчитываться только для намагничивающего тока, мы полагаем  $R_E = 0,2$  ом.

Как и для двигателя без особой обмотки возбуждения мы полагаем величину «номинального активного тока» равной 21,5 а и рассматриваем два случая. В первом случае реактивный ток в цепи якоря должен быть  $I'_{Lb} = -I_\mu = -10,5$  а; он соответствует  $I'_{Lb} = I_\mu = 10,5$  а у двигателя без особой обмотки возбуждения; во втором случае должен быть  $I'_{Lb} = 0$ . Для этих обоих случаев на фиг. 324 указаны штрихпунктиром рассчитанные по ур. (479) и (480) прямые  $a$  и  $b$  для концов векторов устанавливаемого регулируемого напряжения  $\dot{U}_{A0}$ . Фиг. 325,  $a$  и  $b$  представляют собою для этих обоих случаев диаграммы напряжений и токов [см. ур. (469а и б)],  $X_{Lb} = X_{L\sigma 0} + sX_{L\sigma v}$  для  $s = 0,5$  и  $s = -0,5$ , причем, как и у двигателя без особой обмотки возбуждения (фиг. 286,  $a$  и  $b$ ), полагается постоянным не напряжение на зажимах, а э. д. с., индуцированная в обмотке статора (60 в), и делаются такие же, как и там, пренебрежения. Общие токи сети, которые получаются при нижесинхронной и вышесинхронной скоростях вращения [ур. (477а и б)], как и на фиг. 286,  $a$  и  $b$ , различаются индексами  $i$  и  $\dot{i}$ . Сравнивая фиг. 325,  $a$  и  $b$  с фиг. 286,  $a$  и  $b$ , мы видим, что для обоих двигателей получаются практически одинаковые общие токи и те же коэффициенты мощности.

Реактивный ток в цепи якоря при чистом холостом ходе мы получим из ур. (473б), если положим  $I_{Lw} = 0$ , как

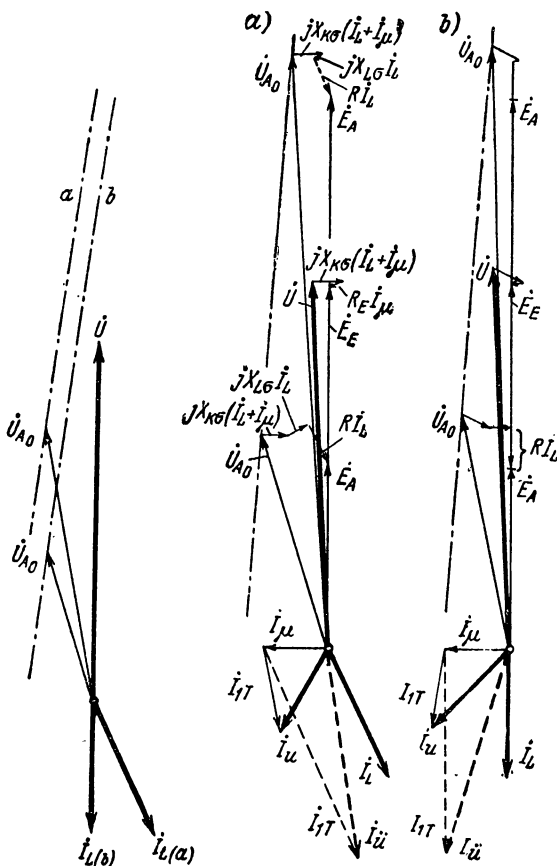
$$I_{Lb0} = \frac{\omega R_E I_\mu - b U_w}{R}. \quad (481)$$

На фиг. 326 нанесены рассчитанные по этому уравнению токи холостого хода для таких значений  $\dot{U}_{A0}$ , что при «номинальном токе»  $I_{Lw}$  возникающий реактивный ток  $I'_{Lb}$  составляет ровно  $-10,5$  и соответственно  $10,5$  а в зависимости от относительной скорости вращения при «номинальном режиме». Указанные пунктиром кривые представляют собой полный потребляемый из сети ток  $|I_{b0}|$  по ур. (477б) при  $I_{Lw} = 0$ . Все токи отнесены к величине  $|I_{Lw}| = 21,5$  а; они справедливы для тех же пренебрежений, что и для фиг. 288. Нанесенные на кривых кружки примерно соответствуют той установке  $\dot{U}_{A0}$ , которая была принята на фиг. 325,  $a$  и  $b$ .

Если мы сравним значения токов ротора (сплошные линии) с таковыми на фиг. 288, то можем установить, что двигатель с особой обмоткой возбуждения дает при нижесинхронных скоростях вращения несколько меньшие, а при вышесинхронных скоростях вращения  $v = 1,5$  значительно меньшие токи холостого хода. Это можно легко объяснить. Ток холостого хода ( $I_{Lb0}$  и соответственно  $I'_{Lb0}$  без особой обмотки возбуждения) для заданной установки  $\dot{U}_{A0}$  и соответственно  $U'_{\sigma 0}$  приблизительно определяется отношением реактивной составляющей

(отнесенной к  $\dot{E}_E$  и соответственно  $\dot{E}_S$ )  $\dot{U}_{A0}$  и соответственно  $\dot{U}'_{20}$  к активному сопротивлению  $R$  и соответственно  $R'_L$ .

У двигателя с особой обмоткой возбуждения при холостом ходе фаза  $\dot{E}_E$  по отношению к  $\dot{U}$  определяется, по существу,  $R_E \dot{I}_\mu$  и дает упреждение по фазе

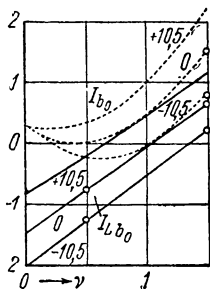


Фиг. 324. Геометрические места  $\dot{U}_{A0}$ : а — для  $\dot{I}_{Lb} = -\dot{I}_\mu$ , б — для  $\dot{I}_{Lb} = 0$ .

Фиг. 325. Векторные диаграммы для случаев а и б на фиг. 324 при  $s = 0,5$  (—) и  $s = -0,5$  (---).

относительно  $\dot{U}$  (индуктивное падение напряжения не дает никакой добавки к реактивной составляющей);  $\dot{U}$  при нижесинхронных скоростях вращения проявляется слабее, а при вышесинхронных сильнее, тогда как  $\dot{E}_E$  при «номинальном режиме» (см., например, фиг. 325, а) отстает по фазе. Благодаря этому реактивная составляющая  $\dot{U}_{A0}$ , которая пропорциональна току холостого хода, относительно «номинального режима» уменьшается. У двигателя без особой обмотки возбуждения получается наоборот. Там отклонение по фазе  $\dot{E}_S$  от  $\dot{U}$  при холостом ходе определяется  $R_S \dot{I}_{Sb0} = R_S (\dot{I}_\mu - \dot{I}_{Lb0})$ . Например, на фиг.

286, а при  $s = 0,5$  фазовый угол между  $\dot{E}_S$  и  $\dot{U}$  становится несколько меньше, а следовательно, составляющая  $\dot{U}'_{20}$ , пропорциональная току холостого хода, будет больше, чем при номинальном режиме. При  $s = -0,5$  получается даже упреждение по фазе  $\dot{E}_S$  относительно  $\dot{U}$  и реактивная составляющая  $\dot{U}'_{20}$  из-за этого становится особенно большой.



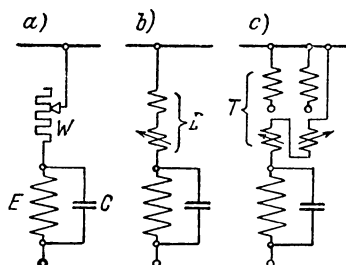
Фиг. 326. Токи холостого хода, отнесенные к  $|I_{Lw}| = 21,5$  а; — из цепи якоря; ... из сети. Параметр  $I_{Lb}$  при  $|I_{Lw}| = 21,5$  а.

## 2. Регулирование в цепи возбуждения

До сих пор мы предполагали, что регулирование скорости вращения достигается путем изменения подводимого к цепи якоря напряжения, а поток возбуждения, по существу, остается неизменным. Так как роторная обмотка может рассчитываться только на небольшие напряжения (см. разд. А11), то при этом получаются большие токи переключения, которые удорожают регулировочные устройства. Однако теперь можно, по крайней мере внутри ограниченной области скоростей вращения, производить регулирование скорости вращения также при постоянном напряжении цепи якоря посредством изменения напряжения на обмотке возбуждения, т. е. тока возбуждения, и изменения при этом потока возбуждения. В обмотке возбуждения протекает, в основном, только намагничивающий ток, и она может рассчитываться на более высокое напряжение, так что необходимо переключать лишь небольшие токи, благодаря чему регулировочные устройства удешевляются.

Желательным было бы производить такое регулирование посредством простых активных сопротивлений, как мы привыкли к этому у шунтовых машин постоянного тока. Чтобы сделать возможным такое регулирование, можно было бы (см. фиг. 327, а) включить параллельно обмотке возбуждения некоторую емкость, которая компенсировала бы индуктивность обмотки возбуждения, так чтобы ток этого параллельного соединения был равен небольшому току потерь  $I_V$ . Безукоризненный режим здесь, однако, невозможен, поскольку уже незначительные колебания частоты сети, колебания индуктивности обмотки возбуждения и процессы под щетками нарушают правильную фазу потока возбуждения.

Более благоприятным является регулирование напряжения на обмотке возбуждения посредством предвключенного дросселя. Чтобы последний мог быть выбран на возможно меньшую мощность, параллельно обмотке возбуждения может включаться конденсатор,



Фиг. 327. Включения обмотки возбуждения  $E$ .

который, однако, не должен полностью компенсировать индуктивность обмотки возбуждения, так чтобы параллельное соединение обмотки возбуждения и конденсатора представляло собой еще достаточно большое индуктивное сопротивление. Такая схема представлена на фиг. 327, *b* для одной фазы обмотки, причем в качестве дросселя предполагается асинхронный двигатель с последовательным соединением первичной и вторичной обмоток и коэффициентом трансформации, равным единице (разд. L6b, т. IV). К сожалению, эта схема также едва ли находит практическое применение. Поскольку емкость, включаемая параллельно обмотке возбуждения, выбирается с таким расчетом, чтобы регулируемый дроссель оказывался достаточно малым, заметными становятся мешающие процессы под щетками.

Если, напротив, применить для регулирования напряжения на обмотке возбуждения двоянный поворотный трансформатор, как он указан на фиг. 327, *c*, то фаза напряжения на обмотке возбуждения остается неизменной, а именно не зависимой от токов в секциях ротора, перекрытых щетками. Если индуктивность обмотки возбуждения посредством параллельного включения конденсатора приблизительно компенсируется, то через вторичные обмотки поворотного трансформатора протекает лишь небольшой активный ток и, следовательно, трансформатор может выбираться на очень малую мощность (несколько процентов от мощности машины). Благодаря конденсатору одновременно уменьшается и реактивный ток, потребляемый из сети.

Принимая во внимание возможно более высокое напряжение, конденсаторы включаются на внешние зажимы обмотки возбуждения, соединенной звездой, т. е. соединяются в треугольник. Чтобы машина была возможно лучше использована, напряжение цепи якоря можно изменять двумя или более грубыми ступенями, а непрерывное тонкое регулирование производить цепью возбуждения.

### **3. Автоматическое регулирование наилучшей фазы тока ротора**

Для машины с особой обмоткой возбуждения можно было бы представить себе при этом для улучшения работы включенным между рабочей цепью и цепью возбуждения последовательный трансформатор, который устанавливает автоматически в зависимости от нагрузки лучший фазовый угол между током ротора и э. д. с. ротора, как мы это подробно рассмотрели у однофазных машин (разд. IE2b). Это устройство представляется особенно выгодным, если индуктивность обмотки возбуждения компенсируется конденсаторами, включенными ей параллельно, поскольку тогда реакция вторичного полного тока трансформатора на первичную обмотку, обтекаемую рабочим током, очень мала. Тщательное исследование соотношений все же показывает, что посредством такого последовательного трансформатора достигается лишь немного, поскольку при требуемых часто весьма низких скоростях вращения он пе-



рестает действовать. Причина заключается в том, что у многофазных машин отношение между напряжением рассеяния и э. д. с. ротора значительно больше, чем у однофазных машин, которые при номинальной нагрузке вращаются со значительно большей выше-синхронной скоростью, и также в том, что напряжение рассеяния у многофазных машин возрастает с падением скорости вращения.

У машин с особой обмоткой возбуждения кажущаяся мощность цепи возбуждения очень мала, если индуктивность в значительной степени компенсируется параллельно включенными конденсаторами. Поэтому наиболее благоприятную фазу напряжения возбуждения можно устанавливать посредством очень маленького поворотного трансформатора. Регулировка может осуществляться автоматически посредством вспомогательного двигателя, который связывается с поворотной частью трансформатора через червячную передачу и управляется с помощью реле по определенному закону, например, по закону постоянства фазового угла между напряжением возбуждения и током якоря. При применении в цепи возбуждения для регулирования скорости вращения двоянного поворотного трансформатора (фиг. 327, с) для автоматической регулировки фазы может поворачиваться внешняя часть одного из одиночных трансформаторов. Это устройство в машинах с особой обмоткой возбуждения, индуктивность которой компенсируется параллельными конденсаторами, значительно проще и дешевле, чем в машинах без особой обмотки возбуждения (см. разд. С7b), так как мощность двоянного поворотного трансформатора составляет здесь лишь несколько процентов от той, которая требуется для регулирования в якорной цепи машин без особой обмотки возбуждения.

## **Г. КОМПЕНСИРОВАННЫЕ АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ**

Компенсированными асинхронными машинами называются машины, которые могут сами создавать свой намагничивающий ток и, как асинхронные машины, работают вблизи синхронной скорости вращения. С этой целью они должны снабжаться коллекторной обмоткой, которая служит, однако, не для регулирования скорости вращения, а только лишь для получения намагничивающего тока, так чтобы коэффициент мощности был около единицы. Эти машины. обычно работающие двигателями, выполнялись машиностроительными заводами с 1924 по 1935 г. также для малых мощностей для того, чтобы разгрузить сети от реактивных токов. В настоящее время из экономических соображений компенсируются машины только большой мощности, причем в этом случае применяется простая асинхронная машина (без коллектора), а реактивная мощность создается маленькой вспомогательной машиной, как мы это покажем в разд. IIIС. Вследствие малого значения, которое имеют сейчас эти самокомпенсирующиеся машины, мы дадим здесь очень краткий их обзор, а за подробностями отошлем к обстоятельной статье автора [Л. 279].

## 1. Машины со статорным питанием

В машинах со статорным питанием в статоре располагается небольшая вспомогательная обмотка, к которой через щетки присоединяется коллекторная обмотка. При этом получается схема по фиг. 308, а со вспомогательной обмоткой  $Z$ , если исключить обмотку  $R$ , предназначенную для регулирования скорости вращения. Таким образом, составляющая напряжения для регулирования скорости вращения будет равна нулю и действует только реактивная составляющая, которая доставляет намагничивающий ток коллекторной обмотке. Машина ведет себя, как машина со статорным питанием по разд. С при скольжении холостого хода  $s = 0$  ( $\omega = 0$ ).

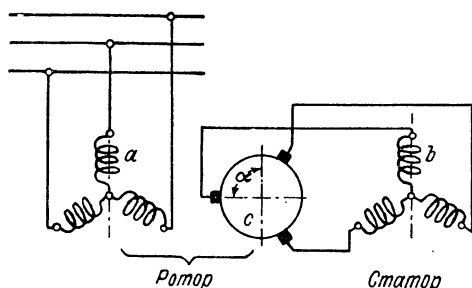
Чтобы освободить коллекторную обмотку от токов нагрузки, ротор содержит, как и в обычной асинхронной машине, еще обмотку без коллектора, а щетки коллекторной обмотки устанавливаются таким образом, чтобы последняя не участвовала в создании вращающего момента, т. е. проводила только намагничивающий ток.

Определяющей для выбора коллекторной обмотки, по существу, является допустимая э. д. с. вращающегося поля между смежными коллекторными пластинами. Так как относительная скорость между вращающимся полем и коллекторной обмоткой составляет у двигателя со статорным питанием лишь несколько процентов от синхронной скорости, при малой э. д. с. вращающегося поля число витков коллекторной обмотки может быть выбрано сравнительно большим, так что токи, протекающие через коллектор, а следовательно, и сам коллектор получаются относительно малыми. Такой выбор коллектора и коллекторной обмотки, вообще говоря, является допустимым только тогда, когда щетки при пуске поднимаются, так как при неподвижном состоянии ротора э. д. с., возникающая между смежными коллекторными пластинами, при том же вращающемся поле составляет  $1/s$  от таковой при работе, т. е. при скольжении  $s = 0,03$ , увеличивается в 33 раза.

У маленьких двигателей, которые выполняются с короткозамкнутым ротором и пускаются с переключением со звезды на треугольник, падение напряжения в первичной обмотке и индуктивное падение напряжения во вторичной обмотке оказываются столь большими, что коллекторная обмотка может выбираться почти без учета кратковременного пуска. Иначе обстоит дело у больших двигателей с ротором с контактными кольцами, которые пускаются с помощью сопротивлений в цепи ротора. Здесь коллекторная обмотка, если при пуске не желательно поднимать щетки, должна выбираться с учетом пуска, из-за чего коллектор становится относительно большим.

Этот недостаток может быть устранен в предложенном автором двигателе с короткозамкнутым ротором. В этом двигателе последовательно со статорной обмоткой включается еще пусковая обмотка, которая наматывается для меньшего числа полюсов, чем рабочее число полюсов (см. разд. К4а, т. IV), и не индуцирует

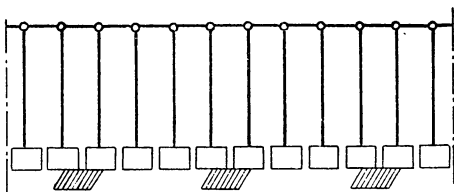
э. д. с. в коллекторной обмотке. При пуске, в основном, преобладает вращающееся поле пусковой обмотки, тогда как поле рабочей обмотки демпфируется короткозамкнутой обмоткой ротора, так что и для больших мощностей коллекторная обмотка может выполняться с большим числом витков. Вблизи синхронной скорости вращения напряжение на пусковой обмотке очень мало, так что обмотка может быть замкнута накоротко без заметного броска тока.



## 2. Машины с роторным питанием

Фиг. 328. Машина с роторным питанием.

Так как такая машина не служит для регулирования скорости вращения, то в ней может применяться трехщеточное включение. Фиг. 328 представляет собой схему включения. Здесь *a* (первичная) обмотка ротора, *b* (вторичная) обмотка статора и *c* коллекторная обмотка, которая лежит в пазах ротора. Угол  $\alpha$  между обмоткой статора и щетками составляет около  $90^\circ$ . Для пуска во вторичную цепь включается еще сопротивление, которое на фиг. 328 не показано. Относительная скорость между вращающимся полем и коллекторной обмоткой здесь не изменяется; поэтому и при пуске между смежными коллекторными пластинами не индуцируется большой э. д. с. вращающегося поля, как и вблизи синхронной скорости вращения, так что число витков коллекторной обмотки составляет только небольшую долю числа витков коллекторной обмотки машины со статорным питанием. Оно получается столь малым, что может быть достаточно, по предложению автора, так называемой разомкнутой обмотки, которая, при больших мощностях вводит только один проводник в фазу. На фиг. 329 представлена схема обмотки для этого случая.



Фиг. 329. Коллекторная обмотка к фиг. 328.

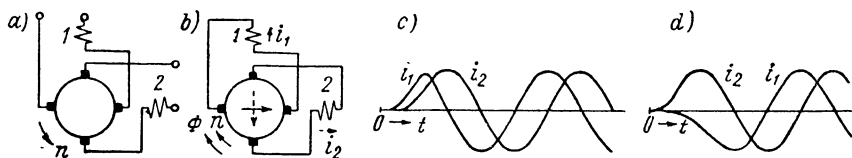
## Г. САМОВОЗБУЖДЕНИЕ У МНОГОФАЗНЫХ МАШИН

### 1. Основной процесс

Согласно опытным данным симметричная многофазная машина вообще возбуждается многофазными токами. Для пояснения физических процессов мы рассмотрим более наглядную симметричную двухфазную машину, как она представлена на фиг. 330, *a*.

Каждая фаза обмотки состоит из одной соединенной последовательно с ротором и щетками обмотки статора (обмотки возбуждения), ось которой перпендикулярна линии, соединяющей соответствующие щетки. Таким образом, каждая фаза представляет собой некоторую однофазную последовательную машину, а обе фазы сдвинуты в пространстве друг относительно друга на  $90^\circ$ . Если мы будем питать фазы обмоток двухфазными токами, то машина разовьет вращающий момент в направлении против часовой стрелки. Вращение поля может быть при этом любым и зависит от порядка следования фаз токов в цепях 1 и 2.

Если мы замкнем зажимы этой машины накоротко, то при направлении вращения, соответствующем двигателю (фиг. 330, *a*),



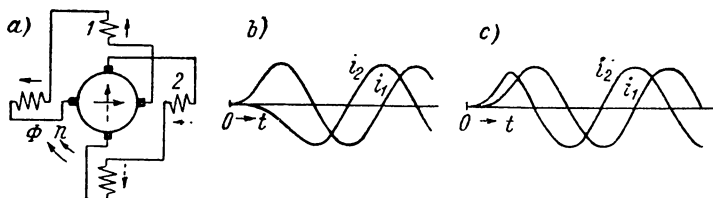
Фиг. 330. Двухфазная машина без компенсационной обмотки: *a*) двигательный режим; *b*) генераторный режим; *c*) и *d*) самовозбужденные токи.

машина не может самовозбуждаться, поскольку токи, индуктируемые некоторым заданным остаточным магнетизмом, стремятся уничтожить этот остаточный магнетизм. Если мы изменим направление вращения на противоположное (фиг. 330, *b*), то может возникнуть самовозбуждение. Если мы примем, например, остаточный магнетизм в направлении положительной оси  $y$ , то при вращающемся роторе он индуктирует в цепи 1 ток  $i_1$ , который течет в направлении сплошной стрелки и поддерживает остаточный магнетизм. Этот сначала медленно возрастающий ток возбуждает магнитное поле, составляющая которого по оси  $x$  также индуктирует ток ( $i_2$ ) в цепи 2, который течет в направлении штриховой стрелки, но сначала развивается медленнее, чем ток  $i_1$  (см. фиг. 330, *c*). Ток  $i_2$  возбуждает некоторое поле по оси  $y$ , которое противодействует первоначальному остаточному магнетизму; следовательно, ток  $i_1$  сперва незначительно, а затем все больше и больше ослабляется, так что  $i_1$ , если  $i_2$  достаточно возрос, меняет свой знак. Благодаря взаимному влиянию обоих токов машина возбуждается, наконец, симметричным двухфазным током, как это примерно показано на фиг. 330, *c*.

Если мы примем, с другой стороны, что остаточный магнетизм существует по оси  $x$ , то он возбуждает в цепи 2 ток  $i_2$ , который течет в направлении штриховой стрелки на фиг. 330, *b*. Поток, возбужденный этим током, индуктирует теперь в цепи 1 ток  $i_1$ , который противоположен сплошным стрелкам на фиг. 330, *b* и поэтому нанесен на фиг. 330, *d* как отрицательный ток. Поле, возбужденное этим током, снова ослабляет ток  $i_2$ , так что получается процесс возбуждения примерно по фиг. 330, *d*.

Таким образом в обоих случаях (фиг. 330, *с* и *д*) в машине индуцируется двухфазный ток. Самовозбужденный ток в цепи 2 отстает по фазе на четверть периода относительно тока в цепи 1, так что в машине вращающееся поле вращается в направлении вращения машины.

До сих пор в основу наших рассмотрений мы принимали машину, у которой в каждой фазе оси статорной и роторной обмоток были перпендикулярны друг другу. На фиг. 331, *а* представлена машина с компенсационной обмоткой. Если мы снова примем, что остаточный магнетизм существует по оси  $y$ , то в фазе 1 течет ток, указанный сплошной стрелкой. При недокомпенсации преобладало бы магнитное поле ротора и мы снова получили бы процесс возбуждения, как



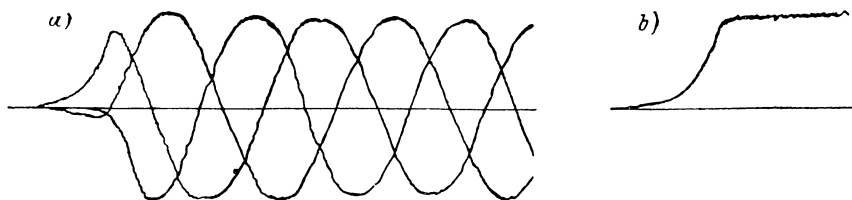
Фиг. 331. Двухфазная машина с компенсационной обмоткой: *а*) схема; *б*) и *с*) самовозбужденные токи при перекомпенсации.

он наглядно показан на фиг. 330, *с*. Если же, напротив, машина настолько перекомпенсирована, что возбужденное статорной обмоткой и сцепленное с обмоткой ротора поле сильнее, чем поле, возбужденное самой роторной обмоткой, то в цепи 2 будет индуцироваться вызванный ток  $i_1$  ток  $i_2$ , указанный штриховой стрелкой, магнитное поле которого по оси  $y$  противодействует первоначальному остаточному магнетизму. Процесс возбуждения протекает примерно по фиг. 331, *б*. Если мы предположим остаточный магнетизм в направлении оси  $x$ , то получим процесс возбуждения, примерно представленный на фиг. 331, *с*. Ток в цепи 2 в последних двух случаях упреждает по фазе ток в цепи 1, так что вращающееся поле вращается *п р о т и* в направления вращения машины.

Из этих рассуждений мы видим, таким образом, что двухфазная машина возбуждается двухфазными токами и что возбужденное вращающееся поле при недокомпенсации вращается в направлении ротора, а при перекомпенсации в противоположном направлении. Если роторная обмотка в обоих случаях полностью компенсируется, обе цепи не влияют друг на друга, и машина может возбуждаться только постоянным током. Распределение постоянных токов по обеим фазам зависит от положения остаточного магнетизма. «Полную компенсацию» при этом нужно понимать так, что компенсационной обмоткой гасится также и поле р а с с е я н и я роторной обмотки, тогда как обычно под этим понимают только компенсацию поля в воздушном зазоре.

Наши рассуждения справедливы и в том случае, когда в фазе имеется одна обмотка статора, ось которой составляет произвольный угол с осью щеток, так как она всегда может быть разложена на две обмотки, одна из которых находится по оси щеток, а другая перпендикулярна к ней.

Принципиально точно так же, как двухфазная машина, ведет себя и многофазная машина и в особенности трехфазная машина. Фиг. 332, *a* показывает полученный осциллографически процесс возбуждения для трех фаз обмотки трехфазной машины. Для срав-



Фиг. 332. Процесс самовозбуждения: *a*) трехфазный, *b*) однофазный.

нения на фиг. 332, *b* показан процесс возбуждения, когда одна из трех фаз отключена, откуда видно, что машина тогда может возбуждаться только постоянным током [Л. 287].

Для исследования, имеет ли место самовозбуждение у многофазных машин, могут служить способы, указанные в разд. 1F2а для однофазных машин, причем необходимо учитывать взаимное влияние фаз обмоток. В последующих разделах мы ограничимся определением установившихся режимов самовозбужденных токов. На влиянии степени насыщения (см. также разд. 1F7), вызванной токами частоты сети, мы остановимся только в разд. 4.

## 2. Установившийся режим

**а. Последовательная машина.** Для того чтобы определить ток и частоту, до которых самовозбуждается машина, рассмотрим сперва трехфазный последовательный генератор по фиг. 333, *a*, который включен на некоторое внешнее реактивное сопротивление с однофазной индуктивностью  $L_a$  на фазу. Так как согласно разд. B2b машина, питаемая трехфазным током, вращалась бы двигателем в направлении угла  $\alpha$ , т. е. на фиг. 333, *a* против направления часовой стрелки, для получения генераторного режима мы должны приводить ее во вращение против угла  $\alpha$ , т. е. в направлении часовой стрелки, как мы это дальше и предполагаем.

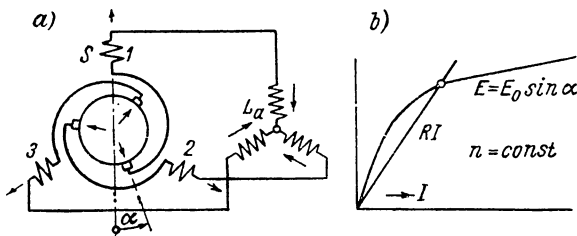
По разд. 1 мы знаем, что направление вращения самовозбужденного вращающегося поля зависит от того, недокомпенсирована или перекомпенсирована обмотка ротора, причем под полной компенсацией следует понимать компенсацию статорной обмоткой как главного поля, так и поля рассеяния. Если мы заменим обмотку ротора, соединенную треугольником, обмоткой, соединенной в звезду

разд. А4а) и обозначим через  $L_L$  (однофазную) самоиндуктивность одной фазы этой эквивалентной обмотки и через  $M$  (однофазную) взаимоиндуктивность между эквивалентной обмоткой ротора и статорной обмоткой, когда обе обмотки находятся по одной оси ( $\alpha = 0$ ), то мы имеем «недокомпенсацию», если  $M \cos \alpha < L_L$ , и «перекомпенсацию», если  $M \cos \alpha > L_L$ . В первом случае самовозбужденное вращающееся поле вращается в направлении вращения ротора. Этот случай в последующих выводах мы и будем сначала иметь в виду. Если мы обозначим затем вектор тока фазы обмотки 1, для которой мы выводим наши уравнения, через  $i_1$ , то

$$i_2 = i_1 e^{-j2\pi/3} = -\left(\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) i_1 \text{ и}$$

$$i_3 = i_1 e^{-j4\pi/3} = -\left(\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) i_1. \quad (482a, 482b)$$

При составлении уравнения напряжений мы вводим э. д. с., индуцированные при неподвижном роторе, как индуктивные на-



Фиг. 333. а) Схема; б) состояние равновесия самовозбужденного тока.

пряжения (равные принятым отрицательными э. д. с.), чтобы они отличались от э. д. с. вращения, индуцированных при вращающемся роторе. Наряду с индуктивными напряжениями и э. д. с. вращения, вызванными полями, которые возбуждают ток рассматриваемой фазы обмотки, мы должны еще принять во внимание влияние полей других фаз обмоток.

Индуктивное напряжение, вызванное полями рассматриваемой фазы обмотки, будет:

$$j\omega (L_S + L_L - 2M \cos \alpha) i_1, \quad (483a)$$

где  $L_S$  (однофазная) самоиндуктивность одной фазы статорной обмотки. Индуктивные напряжения, вызванные другими токами, в рассматриваемой фазе обмотки будут:

$$j\omega \{ (L_S + L_L) \cos 2\pi/3 \cdot (i_2 + i_3) + M [\cos (\pi/3 - \alpha) i_2 + \cos (\pi/3 + \alpha) i_3 + \cos (\pi/3 + \alpha) i_2 + \cos (\pi/3 - \alpha) i_3] \} =$$

$$= j\omega [1/2 \cdot (L_S + L_L) - M \cos \alpha] i_1. \quad (483b)$$

Таким образом, сумма индуктивных напряжений в рассматриваемой фазе обмотки будет:

$$j \frac{3}{2} (L_S + L_L - 2M \cos \alpha) I_1. \quad (483)$$

Э. д. с. вращения, вызванная током рассматриваемой фазы обмотки, при направлении вращения для генераторного режима, т. е. на фиг. 333, а по часовой стрелке, и при скорости вращения, которая соответствует круговой частоте  $\omega_0$  [см. разд. ID, ур. (109с) и фиг. 81, а)], будет:

$$\omega_0 M \sin \alpha \cdot I_1, \quad (484a)$$

а э. д. с., вызванная другими токами,

$$\omega_0 \{ -L_S \sin 2\pi/3 \cdot I_2 + L_L \sin 2\pi/3 \cdot I_3 + M [\sin (\pi/3 - \alpha) \cdot I_2 - \sin (\pi/3 + \alpha) \cdot I_3] \} = \omega_0 \left[ M \left( \frac{1}{2} \sin \alpha - j \frac{3}{2} \cos \alpha \right) + j \frac{3}{2} L_L \right] I_1, \quad (484b)$$

причем знаки получены по правилу 2 разд. IАЗ.<sup>1</sup>

Если мы учтем еще индуктивное напряжение цепи нагрузки, которое для магнитно связанных обмоток равно  $j \frac{3}{2} \omega L_a I_1$ , а при несвязанных  $j \omega L_a I_1$ , и включим в  $R$  все активные сопротивления одной фазы, то уравнение напряжений для самовозбужденного тока при магнитно несвязанных фазах обмоток цепи нагрузки будет:

$$\begin{aligned} R I_1 + j \frac{3}{2} \omega (L_S + L_L + \frac{3}{2} L_a - 2M \cos \alpha) I_1 &= \\ &= \frac{3}{2} \omega_0 [M (\sin \alpha - j \cos \alpha) + j L_L] I_1. \end{aligned} \quad (485)$$

Если мы разложим его на вещественные и мнимые составляющие, то получим окончательно два уравнения:

$$R I_1 = \frac{3}{2} \omega_0 M \sin \alpha \cdot I_1 \text{ и } \omega = \frac{L_L - M \cos \alpha}{L_S + L_L - \frac{2}{3} L_a - 2M \cos \alpha} \cdot \omega_0. \quad (485a \text{ и } b)$$

<sup>1</sup> Чтобы обнаружить совпадение с выведенными в разд. ВЗ действующими значениями э. д. с., индуктированных полем в воздушном зазоре в обмотках статора и ротора, мы должны записать эти э. д. с. отдельно. Если мы примем во внимание уравнения

$$L_{Sh} = L_S - L_{S\sigma}; \quad L_{Lh} = L_L - L_{L\sigma}; \quad u = M/L_{Sh}; \quad u^2 = L_{Lh}/L_{Sh} \quad \text{и} \quad \omega - \omega_0 = s\omega,$$

то после некоторых преобразований получим:

$$\begin{aligned} \dot{E}_S &= \frac{3}{2} \omega L_{Sh} [u \sin \alpha - j(1 - u \cos \alpha)] I_1; \\ \dot{E}_L &= -\frac{3}{2} s \omega L_{Sh} u [\sin \alpha + j(u \cos - \alpha)] I_1 \end{aligned}$$

и  $\dot{E} = \dot{E}_S + \dot{E}_L$ . При учете ур. (66), т. II, получаются соответствующие действующие значения, совпадающие с ур. (259b), (246b) и (247a) в разд. ВЗ.



Ур. (485а) определяет ток, до которого машина возбуждается соответственно магнитной характеристике. Если  $E_0 = \frac{3}{2} \omega_0 M I$  означает э. д. с. вращения, которая индуцируется статорной обмоткой при щеточном угле  $\alpha = 90^\circ$  и круговой частоте  $\omega_0$ , соответствующей скорости вращения  $n$  ротора, то точка пересечения кривой  $E_0 \sin \alpha$ , построенной в зависимости от  $I$ , с прямой сопротивления  $R I$  представляет собой то состояние, до которого самовозбудится машина (см. фиг. 333, б). Ур. (485б) определяет круговую частоту самовозбужденных токов. Для заданной машины она зависит в основном от скорости вращения (круговой частоты  $\omega_0$ ) и индуктивности  $L_a$  во внешней цепи тока.

При  $M \cos \alpha = L_L$ , как мы видели в разд. а, машина возбуждается постоянным током, если прямая сопротивления  $R I$  (фиг. 333, б) имеет точку пересечения с характеристикой  $E_0 \sin \alpha$ . Если  $M \cos \alpha > L_L$ , то вращающееся поле вращается в направлении, противоположном вращению ротора.

При включении для двигательного режима, для того же направления вращения щетки должны сдвигаться из положения короткого замыкания в противоположном направлении; угол  $\alpha$  — отрицательный и ур. (485а) невыполнимо. Следовательно, последовательный двигатель свободен от самовозбуждения.

**б. Шунтовая машина.** Для шунтовой машины при прочих равных условиях меньше приходится ожидать самовозбуждения, чем для последовательной машины, поскольку ток, индуцированный в обмотке ротора остаточным магнетизмом, в большей части отводится в сеть с малым кажущимся сопротивлением и только малая его часть проходит через статорную обмотку, подключенную к сети. Если, напротив, шунтовая машина без изменения схемы отключается от сети, то токи, индуцированные в роторе остаточным магнетизмом, не ослабляясь, протекают через обмотку статора, так что скорее может возникнуть самовозбуждение. Этот более опасный случай самовозбуждения мы здесь и рассмотрим.

Схема на фиг. 333, а соответствует при  $L_a = 0$  также и принципиальной схеме отключенной от сети шунтовой машины без обмотки возбуждения, когда обмотка ротора непосредственно (см. фиг. 334, а и б), а не через трансформатор, включается параллельно статорной обмотке. Для вращающейся вхолостую и отключенной от сети машины тогда действительны, при  $L_a = 0$ , условия самовозбуждения [ур. (485а и б)], которые были выведены нами в разд. а для последовательной машины. Покажем теперь, как ведет себя машина, если она отключается от сети при рабочем положении щеток. Если  $\alpha = 0$ , самовозбуждение полностью прекращается, так как ур. (485а) при  $\alpha = 0$  не может выполняться (то же следует и из фиг. 331, а если обмотки возбуждения 1 и 2 исключаются). Согласно исследованиям в разд. В3с целесообразно, однако, несколько сдвигать щетки из нулевого положения, причем при двигательном режиме

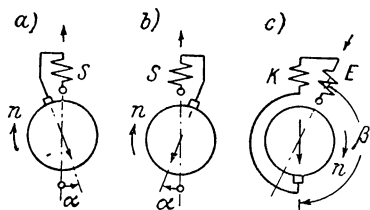
(см. фиг. 277, *a* и *b*) так, чтобы э. д. с., индуцированная в обмотке ротора, получала некоторое упреждение по отношению к э. д. с., индуцированной в обмотке статора, а при генераторном режиме — некоторое отставание. Тогда мы получаем в отключенной от сети машине положение щеток и осей обмоток по фиг. 334, *a* и *b* при несинхронных двигательном и генераторном режимах.

Обмотка ротора при этом недокомпенсирована, так как при непосредственном параллельном соединении обмоток статора и ротора число витков роторной обмотки для несинхронного режима должно быть больше, чем число витков статорной обмотки. Поскольку при отключении машины от сети вообще может возникать самовозбуждение, т. е. ур. (485а) выполнимо, самовозбужденное поле вращается тогда в направлении вращения ротора. При включении для лучшего генераторного режима (фиг. 334, *b*) самовозбуждение возникнуть не может, так как  $\alpha$  здесь (см. фиг. 333, *a*) отрицательно. В схеме для двигательного режима (фиг. 334, *a*), напротив, при отключенной от сети машине самовозбуждение принципиально возможно. Однако из-за малости угла  $\alpha$  его едва ли следует ожидать, по крайней мере в том случае, когда обмотки статора и ротора связаны через трансформатор, как это соответствует практическому выполнению.

Если машина, приключенная к сети, должна вращаться с выше-синхронной скоростью, должен измениться знак напряжения, подводимого к ротору. Это означает, что на фиг. 334, *a* и *b* мы должны поменять местами концы статорной обмотки. Тогда самовозбуждение возможно только при включении для генераторного режима в машину, отключенной от сети, которого, однако, здесь также едва ли следует ожидать, так как оси обмоток статора и ротора почти совпадают.

Иначе ведет себя шунтовая машина AEG со статорным питанием (см. разд. С5а и фиг. 299, *a* до *e*), поскольку у нее оси обмоток ротора и статора приблизительно совпадают только в предельных положениях для наибольшей и наименьшей скорости вращения, а для синхронной скорости вращения угол  $\alpha$  составляет даже  $90^\circ$ . Поэтому у этой машины самовозбуждение даже используется для торможения тем, что она без размыкания остальных цепей тока отключается от сети. Чтобы уменьшить скорость самовозбуждения при положениях щеток вблизи  $\alpha = 90^\circ$ , перед первичной обмоткой поворотного трансформатора включается некоторое активное сопротивление [Л. 256].

У шунтовой машины с особой обмоткой возбуждения и уничтожением поля ротора, посредством компенсационной обмотки



Фиг. 334. К самовозбуждению у шунтовых машин.

(разд. Е) вращающееся поле возбуждается, по существу, только обмоткой возбуждения. Если компенсационная обмотка и обмотка возбуждения по оси совпадают, при благоприятном двигательном режиме, как мы показали в разд. Е (см. фиг. 325, *a* и *b*), напряжение на цепи якоря должно упреждать по фазе напряжение на обмотке возбуждения. Для наглядности примем, что цепь якоря и обмотка возбуждения питаются напряжениями одинаковой фазы. Тогда для лучшего двигательного режима ось обмотки возбуждения должна сдвигаться относительно оси компенсационной обмотки в направлении вращающегося поля и в направлении вращения.

Для отключенной от сети машины получается схема на фиг. 334, *c*. При этом положительная ось обмотки возбуждения меняет свой знак по отношению к обмотке ротора и угол  $\beta$  получается от отрицательной оси обмотки возбуждения к положительной оси, роторной обмотки, который соответствует углу  $\alpha$  на фиг. 333, *a* у последовательной машины. Если мы обозначим через  $L_E$  однофазную индуктивность одной фазы обмотки возбуждения и через  $M$  взаимную индуктивность между роторной обмоткой и обмоткой возбуждения, то для полного индуктивного напряжения получим  $j \frac{3}{2} \omega L_E i_1$  и для полной э. д. с. вращения  $\frac{3}{2} \omega_0 [M(\sin \beta - j \cos \beta) + j L_L] i_1$ . Условия самовозбуждения получаются подобно тому, как для последовательной машины:

$$RI = \frac{3}{2} \omega_0 M \sin \beta \cdot I \quad \text{и} \quad \omega = \frac{L_L - M \cos \beta}{L_E} \omega_0. \quad (486a \text{ и } b)$$

При лучшей установке осей обмоток для двигательного режима  $\beta$  отрицателен и самовозбуждение возникнуть не может. При лучшей установке для генераторного режима  $\beta$  положителен, самовозбуждение принципиально возможно и оно наступает, если выполняется ур. (486a). Самовозбужденное поле вращается в направлении вращения ротора, так как  $0 < |\beta| < \pi/2$  и при этом всегда имеет место недокомпенсация.

Иные соотношения, нежели те, что здесь рассматривались, получаются, если шунтовая машина применяется в качестве возбудителя в роторной обмотке асинхронной машины (разд. IIIС). Вследствие малости частоты ротора  $|\beta|$  приближается к углу  $\pi/2$ , причем может возникать самовозбуждение.

### 3. Самовозбуждение полями утроенного числа полюсов

У трехфазных машин с шестищеточным включением, обмотка ротора которых включается последовательно через щетки с обмоткой статора (см. фиг. 242, *c*, но без промежуточного трансформатора, и фиг. 298), при двигательном режиме также наблюдаются явления самовозбуждения, которых согласно нашим исследованиям в разд. 2 ожидать не следовало. Объяснение этому находится в различном распределении линейных нагрузок обмоток статора и ротора при определенных положениях щеток, когда

образуются поля, число полюсов которых составляет утроенное число полюсов машины. Из-за этих полей могут возникать самовозбужденные постоянные токи, которые протекают через фазы, образованные обмотками статора и ротора, во всех фазах в одном направлении. При трехщеточном включении такие токи не могут образовываться, так как для них отсутствует обратный провод.

Такое самовозбуждение наблюдалось у трехфазных последовательных двигателей [Л. 291] и у шунтовых двигателей AEG (разд. С5а), когда они выполнялись с двойным щеточным устройством [Л. 293]. В указанных статьях эти процессы рассмотрены обстоятельно. Здесь же мы ограничимся указанием наиболее существенных результатов.

В положениях щеток, при которых обмотка ротора дает такое же токораспределение, как и статорная обмотка, поля утроенного числа полюсов образовываться не могут. Если все щетки сдвигаются вместе, это будут положения щеток  $0^\circ$ ,  $60^\circ$ ,  $120^\circ$ ,  $180^\circ$  от оси статорной обмотки. Зона между положениями щеток  $60^\circ$  и  $120^\circ$  свободна от самовозбуждения, тогда как в положениях  $30^\circ$  и  $150^\circ$  опасность самовозбуждения оказывается наибольшей. Это справедливо как в случае, если щетки сдвигаются все вместе, так и для того случая, когда одно из щеточных устройств остается неподвижным по оси статора, а другое сдвигается. Однако в первом случае склонность к самовозбуждению является наибольшей.

Сильное магнитное насыщение уменьшает опасность самовозбуждения. Она может быть, однако, совсем исключена, если обмотки ротора и статора соединяются через промежуточный трансформатор [Л. 291] (фиг. 242, с или 243). При соединении цепи статора звездой не могут самовозбуждаться и переменные токи, так как во всех фазах они совпадали бы по фазе и не имели бы обратного провода. При включении цепи статора треугольником самовозбужденные переменные токи принципиально были бы возможны, но из-за индуктивной связи цепей их едва ли следует опасаться.

Самовозбужденные токи могут также уничтожаться тем, что статорная обмотка разделяется на две части, и каждая часть включается через отдельное щеточное устройство. Наконец рекомендуется еще сокращение шага обмоток статора или ротора. При сокращении шага до  $\frac{2}{3}$  полюсного деления поля утроенного числа полюсов не образуются [Л. 293].

Если не находит применения ни одно из этих средств, то для уничтожения рассмотренного здесь самовозбуждения достаточно уже сравнительно малого активного сопротивления, которое незначительно снижает коэффициент полезного действия двигателя.

#### 4. Рекуперация

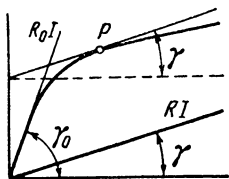
Сначала мы рассмотрим последовательную машину. Чтобы она могла отдавать мощность в сеть при токе частоты сети, ее следует включить генератором. Для работы в ка-

честве двигателя, согласно разд. B2b, щетки должны сдвигаться из положения холостого хода ( $\alpha = 180^\circ$ ). Чтобы двигатель вращался при этом в направлении вращающегося поля, как это требуется с точки зрения уничтожения искрения, щетки должны сдвигаться против направления вращения поля, так как двигатель пускается против сдвига щеток из положения холостого хода. Для того чтобы заставить машину отдавать мощность в сеть, нужно при том же направлении вращения ротора и вращающегося поля привести сначала щетки в положение холостого хода, а затем сдвинуть их в направлении вращения ротора и поля. Чтобы при этом в сеть текли токи частоты сети, машина не должна самовозбуждаться, так как самовозбужденные токи имеют другую частоту, чем частота в сети. Сопротивление одной фазы цепи должно быть выбрано поэтому согласно ур. (485а) достаточно большим, чтобы прямая сопротивления на фиг. 333, *b* не пересекала характеристику  $E_0 \sin \alpha$ . Величина сопротивления зависит прежде всего от щеточного угла  $\alpha$ , она обратно пропорциональна  $\sin \alpha$  и, следовательно, при  $\alpha = 90^\circ$  максимальна. При  $\alpha = 0$  и  $\alpha = 180^\circ$  самовозбуждение не возникает и при очень малых сопротивлениях  $R$ .

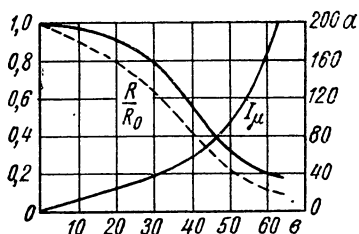
При выводе ур. (485а и б) было сначала предположено, что обмотки статора и ротора соединяются непосредственно последовательно. Если же они соединяются через промежуточный трансформатор (фиг. 242, *a* до *e*), то опасность самовозбуждения уменьшается. Вывод ур. (485а и б) предполагал далее, что к началу самовозбуждения в машине не существовало никакого иного магнитного потока, кроме остаточного магнетизма. Опыт же показывает, что при наличии такого потока, как это всегда имеет место у включенной на сеть машины, опасность самовозбуждения и у многофазных машин будет тем меньше, чем сильнее вызванное этим полем магнитное насыщение в железе машины, т. е. чем меньше наклон магнитной характеристики в точке, которая соответствует намагничиванию машины из сети.

Явления здесь имеют характер подобный тем, какие происходят у однофазных машин (разд. IF7). Согласно Френкелю [Л. 120] для определения необходимого сопротивления  $R$  в цепи фазы, которое исключает самовозбуждение, основное значение должна иметь касательная в этой точке характеристики. Пусть  $P$  есть эта точка магнитной характеристики на фиг. 335. Тогда самовозбуждение будет исключено, если наклон прямой сопротивления  $RI$  больше, чем наклон касательной к характеристике в точке  $P$  (угол  $\gamma$ ). При отсутствии магнитного поля, возбужденного сетью, наклон прямой сопротивления должен бы был быть больше наклона касательной в начале характеристики (угол  $\gamma_0$ , соответствующий сопротивлению  $R_0$ ). Таким образом, высокая степень насыщения позволяет исключить самовозбуждение посредством активного сопротивления, которое преобразует в тепло относительно лишь малую часть мощности, отдаваемой в сеть генератором.

Другие исследования [Л. 287] показали, что определенные по Френкелю значения  $R$  слишком малы. Сплошная кривая на фиг. 336 представляет собою измеренные Биндером и Диром отношения сопротивлений  $R/R_0$  в зависимости от действующего значения переменного напряжения на обмотке статора трехфазной последовательной машины, тогда как штриховая кривая дается по Френкелю. Соответствующая магнитная характеристика  $I_\mu$  также нанесена на фиг. 336. Мы видим, во всяком случае, что мощность, теряемая в сопротивлении, оказывается тем меньше, чем сильнее насыщена машина.



Фиг. 335. Влияние степени насыщения на самовозбуждение.



Фиг. 336. Отношение сопротивлений  $R/R_0$  на границе самовозбуждения; — измеренное, — — — рассчитанное.

Согласно Шенкелю [Л. 285] в практических случаях в этом сопротивлении должно преобразовываться в тепло около 25% полной мощности, полученной от последовательного генератора. По Леонарду [Л. 288] при применении промежуточного трансформатора самовозбуждение может уничтожаться при значительно меньших добавочных сопротивлениях.

Шунтовая машина становится генератором, если ротор приводится во вращение со скоростью, которая больше скорости вращения при чистом холостом ходе. Активное сопротивление в цепи ротора, необходимое для исключения явления самовозбуждения, здесь также будет тем меньше, чем выше степень насыщения машины. В разд. 2b мы уже видели, что у шунтовой машины с постоянным положением щеток даже при отключенной из сети машине опасность самовозбуждения, если она вообще имеется, весьма незначительна. Поэтому возвратная работа этой машины на сеть, как правило, не встречает затруднений.

## 5. Самостоятельный генератор переменной частоты

Явление самовозбуждения многофазной машины с коллектором может быть использовано для создания самостоятельного генератора переменной частоты. Частота самовозбужденного напряжения зависит от величины и фазы коэффициента трансформации между цепями статора и ротора и может произвольно регулироваться посредством изменения коэффициента трансформации про-

межуточно включенного трансформатора. Такие генераторы могут, например, применяться для регулирования скорости вращения асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором. Практического применения они, однако, кажется, не нашли, по-видимому, из-за высокой стоимости при повышенных мощностях. Поэтому мы не будем подробнее останавливаться на этих самостоятельных генераторах и ограничимся ссылкой на соответствующую литературу [Л. 298 до 300].

## Н. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ

### 1. Определение фазовых углов между временными векторами

При синусоидально изменяющихся во времени величинах переменных токов фазовый угол между этими величинами можно определить путем измерения мощности на каждой фазе обмотки. Если коэффициент мощности лишь незначительно отличается от единицы, то фазовый угол получается очень неточно. В этом случае его можно рассчитать точнее из двух значений мощностей  $N_1$  и  $N_2$ , которые получают при измерении двумя ваттметрами (см. разд. G2, т. III), по «формуле тангенса»

$$\operatorname{tg} \varphi = \sqrt{3} \frac{N_1 - N_2}{N_1 + N_2}. \quad (487)$$

Если кривые токов и напряжений во времени отклоняются от синусоидальной формы, фазовый угол между основными гармоническими можно измерить с помощью ваттметров, причем одна из катушек ваттметра питается синусоидально изменяющимися во времени током и л и напряжением (см. разд. 2а). Если хотят обойтись без этого вспомогательного средства, то нужно сперва задаться вопросом, следует ли ожидать при несинусоидальных токах и напряжениях меньших отклонений при расчете фазового угла по мощностям или же по формуле тангенса.

Если мы подставим для приведенных к основной гармонической  $v$ -ых гармонических напряжения и тока для сокращения  $u_v = U_v/U_1$  и  $i_v = I_v/I_1$ , то получим коэффициент мощности « $\cos \varphi$ », рассчитанный из измеренной мощности, как

$$\text{„} \cos \varphi \text{“} = \frac{U_1 I_1 \cos \varphi_1 + U_5 I_5 \cos \varphi_5 + U_7 I_7 \cos \varphi_7 + \dots}{U_1 I_1 \sqrt{1 + u_3^2 + u_5^2 + \dots} \sqrt{1 + i_3^2 + i_5^2 + \dots}}. \quad (488)$$

При экспериментальных исследованиях часто либо напряжение, либо ток приблизительно синусоидальны. Если мы примем, например, что синусоидально напряжение, то получим

$$\text{„} \cos \varphi \text{“} = \frac{\cos \varphi_1}{\sqrt{1 + i_3^2 + i_5^2 + \dots}}. \quad (488a)$$

Таким образом, значение  $\cos \varphi_1$  оказывается б о л ь ш е, чем « $\cos \varphi$ ». При острых углах поэтому  $\varphi_1$  меньше, а при тупых углах больше чем  $\varphi$  в ур. (488a). Если мы рассчитаем из ур. (488a)

$$\begin{aligned} \text{„sin } \varphi \text{“} &= \sqrt{1 - \text{„cos } \varphi \text{“}} = \\ &= \sqrt{1 - \frac{\cos^2 \varphi_1}{1 + i_3^2 + i_7^2 + \dots}} = \sqrt{\frac{\sin^2 \varphi_1 + i_3^2 + i_7^2 + \dots}{1 + i_3^2 + i_7^2 + \dots}}, \quad (488b) \end{aligned}$$

то увидим, что это выражение дает правильное значение фазового угла  $\varphi_1$  только для  $\varphi_1 = \pm \pi/2$ , а во всех других случаях дает п р е у в е л и ч е н н о е значение. Мы получаем тогда по ур. (488a и b) также не фазовый угол  $\varphi_1$ , если даже одна из величин переменного тока изменяется во времени синусоидально. К подобному же результату мы приходим, если синусоидален ток. Тогда вместо  $i_3^2$  в ур. (488a и b) войдет  $u_3^2$ .

При измерении двумя ваттметрами следует принять во внимание, что фазовый угол между напряжением и током для одного ваттметра (1) будет  $\varphi_1 - 30^\circ$ , а для другого (2)  $\varphi_1 + 30^\circ$ . Если мы подставим эти углы при расчете  $N_1$  и  $N_2$  в ф о р м у л у т а н г е н с а, то после некоторых преобразований получим:

$$\text{„tg } \varphi \text{“} = \frac{U_1 I_1 \sin \varphi_1 + U_5 I_5 \sin \varphi_5 + U_7 I_7 \sin \varphi_7 + \dots}{U_1 I_1 \cos \varphi_1 + U_5 I_5 \cos \varphi_5 + U_7 I_7 \cos \varphi_7 + \dots}. \quad (489)$$

При синусоидальном напряжении или синусоидальном токе будет « $\text{tg } \varphi$ » =  $\text{tg } \varphi_1$ . Таким образом, по формуле тангенса мы получаем, если только одна из величин переменного тока, ток или напряжение, отличаются от синусоидальной формы, правильный фазовый угол основной гармонической. Если либо напряжение, либо ток изменяются синусоидально, то « $\text{tg } \varphi$ » зависит от знаков  $\sin$  и  $\cos$  в ур. (489).

Для того чтобы определить приближенно фазовый угол между основными гармоническими тока и напряжения из обычных измерений мощности, рекомендуется рассчитывать его по формуле тангенса, так как в большинстве случаев, по крайней мере, одна из двух величин переменного тока изменяется приблизительно синусоидально.

## 2. Определение фаз, осей обмоток и коэффициентов трансформации

Для экспериментального построения полной векторной диаграммы и для определения взаимного положения осей обмоток в машине необходимым является определение последовательности фаз напряжений и токов. В этом разделе будут сопоставлены основные применяемые для этого способы.

**а. Измерением мощности.** Посредством измерения мощности одним ваттметром, цепь напряжения которого находится под по-



стоянным напряжением, например сети или обмотки статора, мы можем определить фазу тока, который протекает через токовую катушку ваттметра. При пренебрежении высшими гармоническими  $\cos \varphi = N/UI$ ,  $\sin \varphi = \sqrt{1 - \cos^2 \varphi}$ . Если неизвестна приближенная фаза тока относительно постоянного напряжения, необходимо второе измерение мощности, при котором цепь напряжения ваттметра включается на некоторое напряжение известной фазы, иное, нежели при первом измерении, например, на напряжение между двумя другими зажимами сети или обмотки статора. Таким образом, можно определить фазы всех имеющихся токов по отношению к некоторому постоянному напряжению. Остальные напряжения, имеющие место в машине, могут быть определены также с помощью ваттметра, если токовая катушка обтекается одним из токов, фаза которого уже была определена вначале.

При очень малых фазовых углах или таких, которые лишь незначительно отличаются от  $\pi$ , их определение по измеренной мощности очень неточно. Поэтому при измерении с помощью двух ваттметров, вообще говоря, следует предпочитать расчет фазовых углов по формуле тангенса [ур. (487)]. При полной симметрии сети и применении только одного ваттметра цепь напряжения может включаться не между зажимами  $U$  и нулевой точкой звезды, а между зажимами  $V$  и  $W$  статорной обмотки, так что по данным ваттметра непосредственно получается  $\sin \varphi$ .

Если желательно точнее получить фазовый угол для основных гармонических токов и напряжений машины, то либо ток в катушке напряжения, либо ток в токовой катушке должен изменяться синусоидально. Для тока в катушке напряжения при обычном активном сопротивлении в цепи напряжения, с которым выполняются наши ваттметры, этого не следует добиваться, если напряжение отличается от синусоидальной формы. Напротив, можно питать токовую катушку через индуктивное сопротивление с прямолинейной характеристикой от той же сети, к которой присоединена машина. Ток в токовой катушке тогда изменяется синусоидально и по измерению мощности мы получаем взаимную фазу основных гармонических напряжений. Чтобы получить правильно взаимную фазу токов в отдельных обмотках машины, можно было бы применить динамический амперметр, одна из катушек которого питается синусоидальным током, как и при определении фазы напряжений.

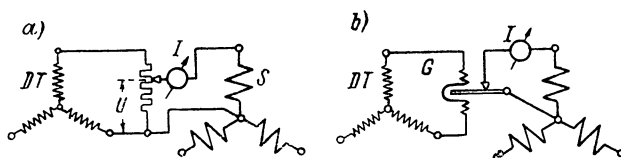
**в. Простыми измерениями напряжений.** Фаза напряжений друг относительно друга может также определяться простым измерением напряжений, т. е. измеряются действующие значения между всеми доступными точками в машине, и фазы отдельных напряжений получаются из точек пересечения окружностей с радиусами, равными измеренным напряжениям, как это было подробнее рассмотрено при определении групп соединения трансформаторов в разд. G1b, т. III.

Этот способ применяется, главным образом, для определения положения осей обмоток в двигателях, причем одна из обмоток

включается на постоянное напряжение, а остальные остаются разомкнутыми. Если принять во внимание падение напряжения в обмотке, включенной на постоянное напряжение  $\dot{U}$ , то индуцированная э. д. с. будет  $\dot{E} = \dot{U} + (R_1 + jX_{1\sigma}) I_\mu$ , где  $R_1$  активное, а  $X_{1\sigma}$  реактивное сопротивления рассеяния этой обмотки и  $I_\mu$  — намагнивающий ток.

Последовательность фаз получается из направления вращения поля. Последнее у машин со статорным питанием должно совпадать с направлением вращения ротора, т. е. последовательность фаз соответствует направлению вращения ротора, если статорная обмотка присоединяется к сети, а ротор замыкается накоротко. У машин с роторным питанием получается наоборот.

**с. С помощью поворотного трансформатора.** Этот способ также пригоден для определения взаимного положения осей обмоток в машине. Одна из многофазных обмоток исследуемой машины вклю-



Фиг. 337. Определение положений осей обмоток: а) с помощью делителя напряжения; б) с помощью вибрационного выпрямителя.

чается на напряжение для возбуждения вращающегося поля. Параллельно вторичной обмотке маленького поворотного трансформатора  $DT$  (фиг. 337, а) включается некоторое безындукционное сопротивление, которое служит в качестве делителя напряжения. Каждая из обмоток машины включается теперь одна за другой на этот делитель напряжения, как это показано на фиг. 337, а для обмотки  $S$ , и контакт на делителе напряжения и поворотный трансформатор регулируются так, чтобы амперметр  $I$  не давал никакого или давал минимальное отклонение. Для каждой обмотки отмечается получающееся положение поворотного трансформатора и по этим положениям поворотного трансформатора с учетом числа его пар полюсов могут быть рассчитаны фазовые углы. У питаемой обмотки (например  $S$ ) нужно принять во внимание, что э. д. с., индуцируемая потоком в зазоре, несколько опережает напряжение на зажимах; синус этого фазового угла равен  $R_S I_\mu / U$ .

**д. С помощью вибрационного контактного выпрямителя.** Подобным же образом могут определяться оси обмоток и взаимные фазы отдельных напряжений и токов с помощью вибрационного контактного выпрямителя. Вместо делителя напряжения на фиг. 337, а на поворотный трансформатор включается обмотка (поляризованного) вибрационного выпрямителя (фиг. 337, б). Посредством синхронного колеблющегося язычка измерительная цепь замыкается всегда в течение одного полупериода переменного тока,

и может очень точно устанавливаться такое положение фазорегулятора, при котором магнитоэлектрический прибор  $I$  не дает отклонения. По определенным таким образом «нулевым положениям» фазорегулятора для отдельных обмоток можно отсчитать тогда взаимную фазу измеряемых величин.

**е. Коэффициент трансформации.** Экспериментальное определение (действительных) коэффициентов трансформации между отдельными обмотками машины следует производить при неподвижном или весьма медленно вращающемся роторе. Здесь достаточно измерения действующих значений напряжений. Одна из обмоток включается на напряжение, тогда как другие остаются разомкнутыми, так что на них могут измеряться э. д. с., индуцированные полем в воздушном зазоре. Э. д. с. питаемой обмотки  $E_1 \approx U_1 - X_{1\sigma} I_{1\mu}$ .

Если мы измерим один раз отношение  $\ddot{u}' = E_2/U_1$  при питании первичной обмотки, а другой раз  $\ddot{u}'' = U_2/E_1$  при питании вторичной обмотки

$$\ddot{u}' = \frac{E_2}{U_1} = \frac{E_2}{(1 + \sigma_1) E_1}; \quad \ddot{u}'' = \frac{U_2}{E_1} = \frac{(1 + \sigma_2) E_2}{E_1}, \quad (490a \text{ и } b)$$

то будет

$$\ddot{u}'\ddot{u}'' = \left(\frac{E_2}{E_1}\right)^2 \frac{1 + \sigma_2}{1 + \sigma_1}. \quad (490c)$$

Если, как обычно,  $\sigma_2 \approx \sigma_1$ , получается

$$\ddot{u} = E_2/E_1 \approx \sqrt{\ddot{u}'\ddot{u}''}. \quad (490)$$

### 3. Определение $X_{L\sigma 0}$

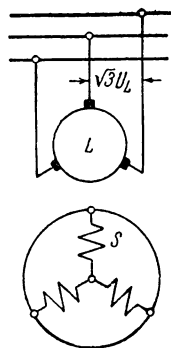
Если мы замкнем накоротко обмотку статора (фиг. 338), ротор приведем во вращение от постороннего двигателя с переменной скоростью вращения и обмотку ротора будем питать от сети, то при пренебрежении потерями в железе и токами в секциях ротора, перекрытых щетками, для основных гармонических будут справедливы уравнения напряжений

$$\dot{U}_L = -[R_L + j(X_{L\sigma 0} + sX_{L\sigma v})] \dot{I}_L - jsX_{Lh}(\dot{I}_L + \dot{I}'_s); \quad (491a)$$

$$0 = -(R'_S + jX'_{S\sigma}) \dot{I}'_s - jX_{Lh}(\dot{I}_L + \dot{I}'_s). \quad (491b)$$

Если мы подставим приведенный к роторной обмотке ток статора  $\dot{I}'_s$  из ур. (491b) в ур. (491a), то для полного сопротивления при короткозамкнутой обмотке статора получим:

$$\begin{aligned} \dot{Z}_k = \frac{\dot{U}_L}{-\dot{I}_L} = & R_L + s \frac{R'_S X_{Lh}^2}{R_S^2 + (X_{Lh} + X'_{S\sigma})^2} + \\ & + j \left[ X_{L\sigma 0} + s(X_{Lh} + X_{L\sigma v}) - s \frac{X_{Lh}^2 (X_{Lh} + X'_{S\sigma})}{R_S^2 + (X_{Lh} + X'_{S\sigma})^2} \right]. \end{aligned} \quad (492a)$$



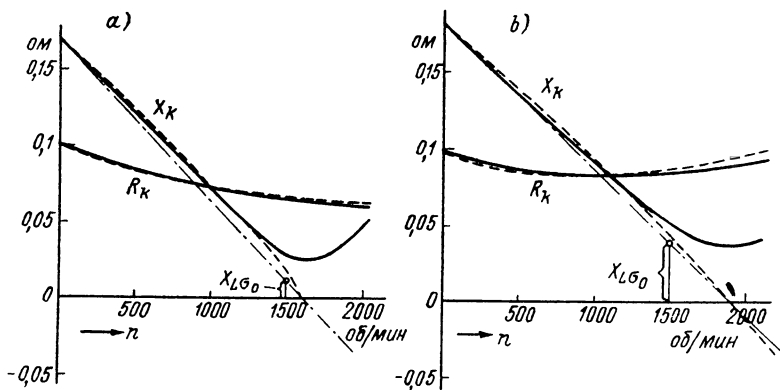
Фиг. 338. Определение  $X_{L\sigma 0}$ .

$R'_S$  всегда исчезающе мало по сравнению с  $(X_{Lh} + X'_{S\sigma})^2$ , так что с достаточным приближением

$$\dot{Z}_k = R_L + \frac{R'_S X_{Lh}^2}{(X_{Lh} + X'_{S\sigma})^2} s + j \left[ X_{L\sigma 0} + \left( X_{L\sigma v} + \frac{X'_{S\sigma} X_{Lh}}{X_{Lh} + X'_{S\sigma}} \right) s \right] \quad (492b)$$

или с введением коэффициента рассеяния  $\sigma_S = X'_{S\sigma}/X_{Lh}$  статорной обмотки можем также записать

$$\dot{Z}_k = R_L + \frac{R'_S}{(1 + \sigma_S)^2} s + j \left[ X_{L\sigma 0} + \left( X_{L\sigma v} + \frac{X'_{S\sigma}}{1 + \sigma_S} \right) s \right] = R_k + j X_k \quad (492c)$$



Фиг. 339. Активное ( $R_k$ ) и реактивное ( $X_k$ ) сопротивления при опыте короткого замыкания (фиг. 338): *a*) для I-го, *b*) для II-го основного положения щеток; ——— рассчитанные по ур. (493а и б), — — — рассчитанные по формуле тангенса ур. (487).

Измерив мощность, мы можем разложить полное сопротивление  $\dot{Z}_k$  на его активную и реактивную составляющие. По измерению потребляемой мощности  $N_L$  и тока  $I_L$  получаем:

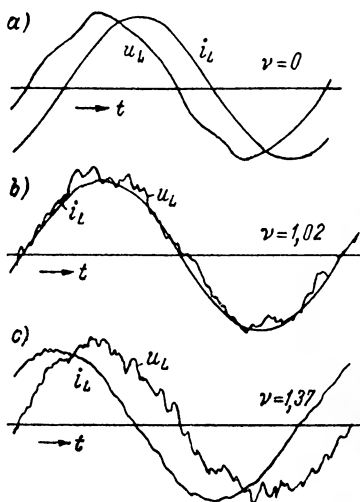
$$R_k = N_L / I_L^2. \quad (493a)$$

Для шунтовой машины, рассмотренной в разд. С4б, были измерены токи и мощность с помощью двух ваттметров при различных относительных скоростях вращения  $v = 1 - s$ . Ток ротора составлял при этом  $I_L = 30$  а, а частота 50 гц. Ротор питался от синхронной машины, напряжение которой регулировалось возбуждением. Активное сопротивление, рассчитанное по ур. (493а), представлено на фиг. 339, *a* для первого, а на фиг. 339, *b* для второго основного положения щеток посредством сплошной кривой  $R_k$  в зависимости от скорости вращения.

Если мы рассчитаем реактивное сопротивление по уравнению

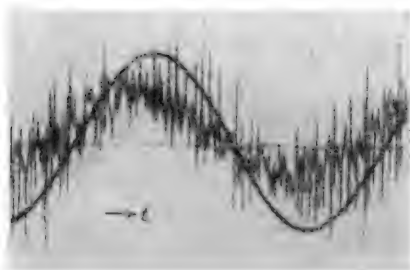
$$X_k = \sqrt{\dot{Z}_k^2 - R_k^2}, \quad (493b)$$

то получим сплошные кривые  $X_k$  на фиг. 339, *a* и *b*. Линейная зависимость от  $s$ , которую для реактивного сопротивления следовало бы ожидать согласно ур. (492с), не имеет места. Это не может являться следствием пренебрежения при расчете потерями в железе и токах, индуцированными вращающимся полем в короткозамкнутых секциях ротора, так как при короткозамкнутой статорной обмотке вращающееся поле очень слабое. При этом еще должны иметь место высокочастотные колебания, которые вызываются процессами при коммутации. Последние проявляются особенно сильно вблизи синхронной скорости вращения, потому что реактивное напряжение основной гармонической тогда очень мало.



Фиг. 340. Напряжение  $u_L$  и ток  $i_L$  при различных относительных скоростях вращения  $v$ .

На фиг. 340, *a* до *c* приведены осциллограммы фазного напряжения  $u_L$  и тока  $i_L$  при относительных скоростях вращения  $v = 0$ ,



Фиг. 341. Напряжение при синусоидальном токе; собственная частота шлейфа осциллографа 20 000  $гц$ .

1,02 и 1,37. Ток незначительно отклоняется от синусоидальной формы, тогда как кривая напряжения обнаруживает высшие гармонические, амплитуды и частоты которых возрастают со скоростью вращения. Фазовый угол между  $u_L$  и  $i_L$  с возрастанием скорости вращения вплоть до синхронной уменьшается, а затем меняет свой знак. При снятии осциллограмм ротор питался от городской сети и напряжение регулировалось посредством активных сопротивлений в цепи ротора. Собственная частота шлейфа осциллографа составляла только 1700  $гц$ , так что более высокочастотные колебания не регистрировались. Осциллограмма на фиг. 341, напротив, показывает кривые, снятые с помощью шлейфа с собственной частотой 20 000  $гц$ , причем цепь ротора, как и в случае фиг. 339, *a* и *b*, питалась от синхронной машины, и ротор приводился во вращение с синхронной скоростью. Хотя ток изменяется почти синусоидально, в кривой напряжения возникают весьма сильные высшие гармонические.

Если мы рассчитаем угол  $\varphi_k$  по формуле тангенса [ур. (487)] и по полученному таким образом углу определим:

$$R_k = Z_k \cos \varphi_k \quad \text{и} \quad X_k = Z_k \sin \varphi_k, \quad (494a \text{ и } b)$$

то получим штриховые кривые на фиг. 339, *a* и *b*. Кривые  $X_k$  пересекают оси абсцисс при скоростях вращения, лежащих несколько выше синхронных, но еще значительно отклоняются от прямых. Если мы проведем через  $X_k$  при  $n = 0$  и при скорости вращения  $n$ , при которой  $N_1 = N_2$ , т. е. по ур. (487) будет  $\operatorname{tg} \varphi_k = 0$ , прямую линию (штрихпунктирную на фиг. 339, *a* и *b*), то ординаты этих прямых при  $n = n_1 = 1500 \text{ об/мин}$  приблизительно дают  $X_{L_{\sigma 0}}$ . Таким образом, в I-ом основном положении щеток мы получаем  $X_{L_{\sigma 0}} = 0,011$ , а во II-ом  $X_{L_{\sigma 0}} = 0,039 \text{ ом}$ .

Точнее можно определить  $X_{L_{\sigma 0}}$ , если уничтожить высшие гармонические тока в катушке напряжения ваттметра. Этого можно достичь, если включить последовательно с катушкой напряжения дроссель с прямолинейной характеристикой так, чтобы сопротивление в цепи напряжения было в основном индуктивным. Если он имеет активное сопротивление  $R$  и реактивное сопротивление  $X$ , то измеренная мощность будет

$$N = (R_k \sin \delta + X_k \cos \delta) I^2 \quad \text{при} \quad \operatorname{tg} \delta = R/X, \quad (495a \text{ и } b)$$

откуда рассчитывается

$$X_k = \frac{N - R_k I^2 \sin \delta}{I^2 \cos \delta}. \quad (495)$$

Для измерения при этом должен применяться крутильный электродинамометр [Л. 303], чтобы исключить взаимную индукцию обеих катушек, так как обычные стрелочные приборы предполагают активное сопротивление в цепи напряжения.

#### 4. Добавочные вращающие моменты $M_k$ и $M_{\sigma 2}$

Кроме вращающего момента  $M$ , который создает ток  $I_L$ , подводимый через щетки к роторной обмотке, с вращающимся полем, у машин со с т а т о р н ы м п и т а н и е м возникает еще добавочный вращающий момент  $M_k$ , который развивается с вращающимся полем токи короткого замыкания, протекающие поперек щеток. Кроме того, у машин со статорным и роторным питанием возникает еще добавочный вращающий момент  $M_{\sigma 2}$ , который соответствует мощности  $N_i$ , передаваемой со статора на ротор, при поднятых щетках (см. разд. A12c),

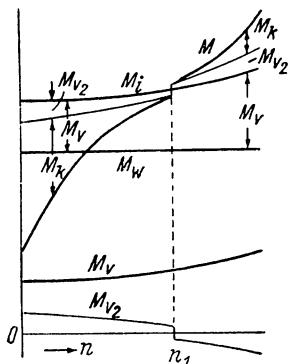
$$M_{\sigma 2} = \frac{p}{\omega} N_i. \quad (496)$$

Этот добавочный вращающий момент сравнительно мал. Сумму  $M_k + M_{\sigma 2}$  для машин со статорным питанием мы можем с известным приближением определить экспериментально [Л. 305]. Так как токи короткого замыкания зависят не только от э. д. с., индук-

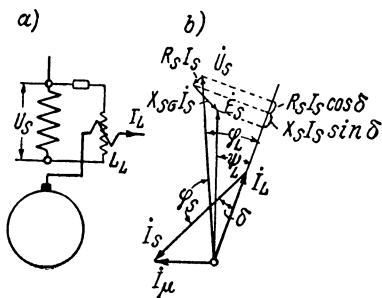
тированных в секциях, но и от главного тока, который протекает через щетки, мы должны определять вращающий момент от токов короткого замыкания по возможности для рабочего режима машины. Подходящие для этого методы рассматриваются в разделах а и б; в разд. с мы затем покажем, что определение этого вращающего момента при разомкнутой цепи ротора недопустимо.

**а. Из полезного момента и измерения мощности.** Предположим шунтовую машину со статорным питанием, например, в схеме с регулированием посредством ступенчатого трансформатора по фиг. 275. Для того чтобы определить вращающий момент от токов

короткого замыкания у последовательной машины, ее можно включить как шунтовую машину.



Фиг. 342. Различные составляющие момента в зависимости от скорости вращения.



Фиг. 343. а) Схема; б) векторная диаграмма.

Представим себе машину, работающую в качестве двигателя с постоянным вращающим моментом  $M_W$  на валу и с регулированием скорости вращения посредством изменения подводимого к ротору напряжения. Внутренний развиваемый в машине вращающий момент тогда будет:

$$M_i = M_W + M_v \quad (497a)$$

(см. фиг. 342), где

$$M_v = M_{LR} + M_{BR} + M_L + M_{Ez} \quad (497)$$

представляет собой момент потерь двигателя. Он состоит из моментов:  $M_{LR}$  — трения в подшипниках,  $M_{BR}$  — трения щеток,  $M_L$  — собственной мощности вентиляции и  $M_{Ez}$  — потерь в железе, покрываемых механическим путем. Сумма  $M_{LR} + M_{BR}$  лишь незначительно возрастает со скоростью вращения;  $M_L$  пропорционален квадрату скорости вращения;  $M_{Ez}$  приблизительно прямо пропорционален скорости вращения.

С другой стороны, согласно разд. А12, полный развиваемый в машине вращающий момент

$$M_i = M + M_k + M_{v2}; \quad (497b)$$

$M_k$  и  $M_{v2}$  при вышесинхронной скорости вращения становятся отрицательными.

Таким образом, если бы кроме  $M_w$  и  $M_v$  нам был известен также еще  $M$ , то по фиг. 342 мы могли бы рассчитать:

$$M_k + M_{v2} = M_w + M_v - M. \quad (498)$$

Мы можем тогда получить  $M$  из измерения мощности, при которой цепь напряжения ваттметра питается от напряжения  $U_s$  статорной обмотки, а токовая катушка током ротора  $I_L$ , как это указано на фиг. 343, а для одной из фаз обмоток. При этом мы измеряем (см. фиг. 343, б)

$$N'_L = m_s U_s I_L \cos \varphi_L. \quad (499a)$$

Развиваемый током ротора  $I_L$  вращающий момент по ур. (359) равен:

$$M = \frac{pm_s}{\omega} E_s I'_L \cos \psi_L = \\ = \frac{pm_s}{\omega} \ddot{u} E_s I_L \cos \psi_L; \quad (499)$$

тогда согласно фиг. 343, б должно быть

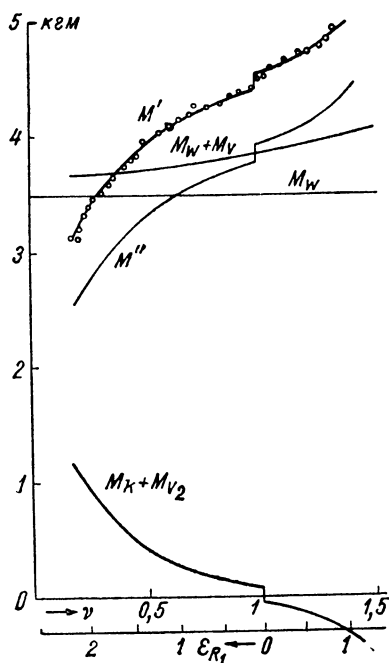
$$N'_L / m_s = U_s I_L \cos \varphi_L = E_s I_L \cos \psi_L + \\ + (X_{S\tau} \sin \delta + R_S \cos \delta) I_S I_L. \quad (499b)$$

При этом мы получаем:

$$M = \frac{p}{\omega} \ddot{u} [N'_L - m_s (X_{S\tau} \sin \delta + \\ + R_S \cos \delta) I_S I_L]. \quad (500)$$

Отрицательный член в прямоугольных скобках мы назовем поправочным членом.

У рассмотренного в разд. С5б шунтового двигателя в рабочей схеме при неизменном вращающем моменте  $M_w = 3,5$  кгм на валу двигателя скорость вращения регулировалась посредством регулировки соответствующего поворотного трансформатора и измерялась мощность  $N'_L$  [ур. (499a)]. Момент потерь  $M_v$  был приближенно определен путем особых измерений. На фиг. 344 нанесены  $M_w + M_v$  и далее рассчитанный по мощности  $N'_L$  вращающий момент  $M'$ , т. е. при пренебрежении поправочным членом в ур. (500), в зависимости от относительной скорости вращения  $v$ . Получающиеся при этом значения э. д. с. вращающегося поля  $\mathcal{E}_{R_1}$  между смежными коллекторными пластинами обмотки ротора также нанесены на оси абсцисс. Отношение ширины щетки к коллекторному

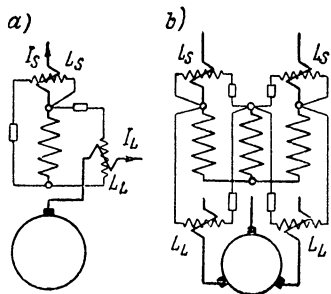


Фиг. 344. Определение  $M_k + M_{v2}$  из вращающего момента  $M'$ .



делению  $\beta = 1,67$ , полная контактная поверхность всех щеток  $12,2 \text{ см}^2$ .

При пренебрежении поправочным членом в ур. (500) мы получаем по ур. (498):  $M_k + M_{v2} \approx M_w + M_v - M'$ . То, что при этом  $M_k$  при  $v = 1$  не равен нулю, определяется, главным образом, пренебрежением поправочным членом, который при  $M_w = \text{const}$  меняется лишь незначительно. Если мы примем этот член постоянным, то мы должны так сдвинуть кривую  $M'$  в направлении отрицательных ординат, чтобы при  $v = 1$  среднее значение сдвинутой кривой  $M'$  было равно  $M_w + M_v$ ;  $M_w + M_v - M'$  представляет собою тогда с известным приближением сумму  $M_k + M_{v2}$ , которая нанесена в нижней части фиг. 344 в зависимости от относительной скорости вращения. При малых значениях  $\mathcal{G}_{R1}$  она уже сравнительно велика; это связано с тем, что двигатель снабжен металлизированными щетками.



Фиг. 345. а) Схема с шестью и б) с четырьмя ваттметрами.

**б. Из двух измерений мощности.** Вращающий момент от токов короткого замыкания мы можем определить точнее, если, кроме указанного в разд. а измерения мощности, выполним еще второе измерение, при котором цепь напряжения ваттметра точно так же включается на напряжение статора, а токовая катушка обтекается током статора. Схема для этого указана на фиг. 345, а для одной

из фаз обмоток. Такие ваттметры должны применяться в каждой фазе, если только при соединении трехфазной обмотки статора звездой для обоих измерений не применяется только по два ваттметра, как на фиг. 345, б. Измерения момента потерь  $M_v$  при этом не требуется, так же как и  $M_w$ ; целесообразно, однако, работать при постоянном моменте  $M_w$  — примерно номинальном моменте.

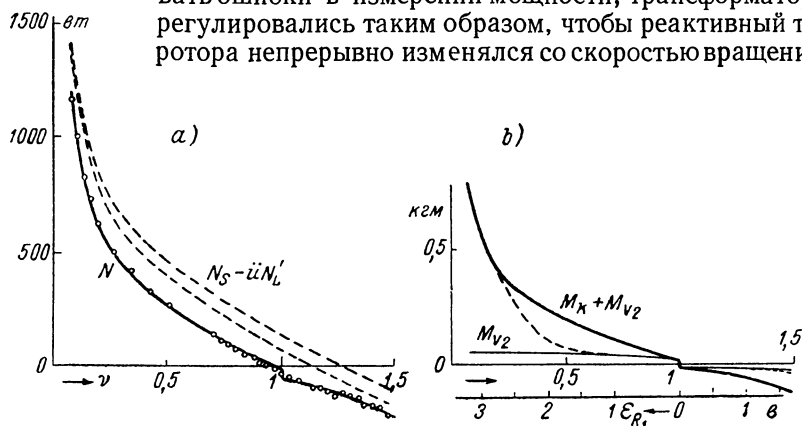
Если мы вычтем из полученной ваттметрами мощности  $N_s$  потери в меди  $m_s R_s I_s^2$  в обмотке статора и потери в железе  $Q_{E1}$  в статоре, то получим полную мощность, передаваемую со статора на ротор, которая соответствует полному развиваемому в машине вращающему моменту [ур. (497'б)]:

$$M_i = M + M_k + M_{v2} = \frac{P}{\omega} (N_s - m_s R_s I_s^2 - Q_{E1}). \quad (501a)$$

$M$  получается по ур. (500) из мощности  $N'_i$ , измеренной ваттметрами  $L_L$ . При этом мы получаем сумму

$$M_k + M_{v2} = \frac{P}{\omega} \{N_s - \dot{u} N'_L - Q_{E1} - m_s \times \\ \times [R_s I_s^2 - \dot{u} (X_s \sin \delta + R_s \cos \delta) I_s I_L]\} \quad (501)$$

По этому способу был определен полный добавочный вращающий момент  $M_k + M_{v2}$  для последовательного двигателя, описанного подробнее в разд. В7б. Двигатель включался при этом как шунтовой двигатель. Для регулирования тока статора были применены два поворотных трансформатора. Один сдвоенный поворотный трансформатор служил для регулирования скорости вращения, а одинарный поворотный трансформатор служил для регулирования фазы тока ротора, чтобы не получать слишком больших поправок. При измерениях для каждой из трех фаз обмоток были применены два ваттметра (фиг. 345, а). Чтобы можно было компенсировать ошибки в измерении мощности, трансформаторы регулировались таким образом, чтобы реактивный ток ротора непрерывно изменялся со скоростью вращения.



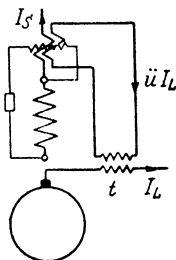
Фиг. 346. а) Опытные значения по фиг. 345, а; б)  $M_k + M_{v2}$ , штриховая кривая при разомкнутой цепи ротора.

Данные измерений обрабатывались следующим образом: отдельные мощности  $N_{L1}$ ,  $N_{L2}$ ,  $N_{L3}$  по трем ваттметрам  $L_L$  на фиг. 345, а наносились в зависимости от скорости вращения, и посредством плавных кривых корректировались погрешности измерений. Из этих кривых получалась мощность  $N'_L = N'_{L1} + N'_{L2} + N'_{L3}$ . То же самое производилось и для мощности  $N_S$  трех ваттметров  $L_S$  и для токов. Скачок в данных мощности  $N_S$  при синхронной скорости вращения (см. фиг. 342) при этом не принимался во внимание, так как он очень мал. Фазное напряжение на обмотке статора составляло в среднем 66,6 в.

Вначале поправочным членом в ур. (501) полностью пренебрегалось, т. е. выражение в фигурных скобках полагалось равным  $N_S - \ddot{u}N'_L$ . Из кривых на фиг. 346, а сильнее выделенная штриховая кривая представляет собою разность  $N_S - \ddot{u}N'_L$ , рассчитанную при  $\ddot{u} = 0,57$ . Чтобы показать влияние неточности расчета или измерения  $\ddot{u}$ , указана соответствующая кривая для большего на 1% коэффициента трансформации посредством слабой штриховой кривой. Отсюда видно, что влияние неправильно определенного коэффициента трансформации может быть приближенно скоррек-

тировано путем сдвига кривой в направлении положительной или отрицательной оси ординат. Опытные точки для этих кривых не указаны, поскольку погрешности измерения были уже скорректированы у мощностей  $N_S$  и  $N'_L$  посредством проведения плавных кривых.

При учете поправок по ур. (501) получаются указанные на фиг. 346, *a* точки, причем  $Q_{E_1}$  определялось известным образом с учетом соответствующих значений  $E_S$  (разд. В6а, т. IV) при поднятых щетках. Если принять во внимание возникающий при  $v = 1$  гистерезисный скачок, который получается одновременно с определением  $Q_{E_1}$  и который мы не учитывали при корректировании опытных данных  $N_S$ , то получится примерно сплошная кривая  $N$  на фиг. 346, *a*. Середина гистерезисного скачка не совпадает с осью абсцисс; это, очевидно, связано с тем, что коэффициент трансформации подставлялся несколько преувеличенный. По штриховым кривым на фиг. 346, *a* нетрудно указать вероятный характер изменения  $N$ . Мы получаем его путем сдвига сплошной кривой на 25 *вт* в направлении оси ординат. Если мы умножим  $N$  на  $p/9,8\omega = 0,000651$ , то получим  $M_k + M_{v2}$  в *кгм*. На фиг. 346, *b* момент  $M_k + M_{v2}$  в зависимости от относительной скорости вращения  $v$  представлен сильнее выделенной сплошной кривой, более слабая кривая дает  $M_{v2}$ , как он получается по измерениям в разд. с. Соответствующие значения  $\mathcal{G}_{R_1}$  надписаны у оси абсцисс. Отношение ширины щетки к коллекторному



Фиг. 347. Схема для непосредственного измерения  $N_S - iN'_L$ .

делению составляет  $\beta = 1,94$ , а полная контактная поверхность щеток  $28,8 \text{ см}^2$ .

Точности измерений препятствовало то, что нужно было по возможности одновременно производить отсчет по большому числу измерительных приборов. Если бы измерения производились только по двум ваттметрам и углы  $\varphi_S$  и  $\varphi_L$ , по которым должен рассчитываться  $\delta = \pi - (\varphi_S - \varphi_L)$  (см. фиг. 343, *b*), определялись по формуле тангенса, то, вероятно, получились бы еще более правильные кривые.

Более точные результаты получались бы также, если можно было бы непосредственно измерять разность  $N_S - iN'_L$  одним ваттметром. Токовая катушка ваттметра состоит сейчас обычно из двух половин, которые в зависимости от пределов измерения могут включаться параллельно или последовательно. Если по фиг. 347 пропустить через одну половину токовой катушки ток  $I_S$ , а через другую  $iI_L$ , который получать через трансформатор тока  $t$  с малой угловой погрешностью, то можно непосредственно измерить  $N_S - iN'_L$ , если влияние тока  $iI_L$  на токовую катушку ваттметра, обтекаемую током  $I_S$ , пренебрежимо мало или компенсируется тем, что обе цепи тока связываются еще раз, но в противоположном

направлении. Обе части токовой катушки должны быть совершенно одинаковыми, что может достигаться бифилярной намоткой.

**с. При разомкнутой цепи ротора.** Более простым оказывается определение вращающего момента от токов короткого замыкания при разомкнутой обмотке ротора, которое, однако, при малых значениях  $\mathcal{E}_{R_1}$  дает значительно меньший вращающий момент.

Если мы приведем во вращение ротор посторонним двигателем и измерим электрическую мощность  $N_S$ , потребляемую обмоткой статора, один раз при поднятых, а другой раз при опущенных щетках, то разность измеренных мощностей  $N_S$  и потерь в меди  $m_S R_S I_S^2$  в статорной обмотке в обоих этих случаях:

$$N_{Sa} - m_S R_S I_{Sa}^2 = Q_{E_1} + N'_i$$

и

$$N_{Sb} - m_S R_S I_{Sb}^2 = Q_{E_1} + N'_i + N_k, \quad (502a \text{ и } b)$$

где  $N_k$  означает мощность, передаваемую со статора в короткозамкнутые цепи ротора. Из ур. (502a) мы получаем:

$$M_{v2} = \frac{p}{\omega} N'_i = \frac{p}{\omega} (N_{Sa} - Q_{E_1} - m_S R_S I_{Sa}^2), \quad (503a)$$

а из ур. (502a и b)

$$\begin{aligned} M_k &= \frac{p}{\omega} N_k = \\ &= \frac{p}{\omega} [N_{Sb} - N_{Sa} - m_S R_S (I_{Sb}^2 - I_{Sa}^2)] \approx \frac{p}{\omega} (N_{Sb} - N_{Sa}) \end{aligned} \quad (503b)$$

и

$$M_k + M_{v2} = \frac{p}{\omega} [N_{Sb} - Q_{E_1} - m_S R_S I_{Sb}^2]. \quad (503)$$

Таким же образом мы можем рассчитать  $M_k$  и из мощности, подводимой к ротору механическим путем. При невозбужденной обмотке статора мы измеряем механическую мощность при поднятых и наложенных щетках:

$$N_{0a} = Q_{LR} + Q_L \quad \text{и} \quad N_{0b} = Q_{LR} + Q_L + Q_{BR}. \quad (504a \text{ и } b)$$

Если мы приложим напряжение к статорной обмотке, то при поднятых щетках мы измерим (разд. В6а, т. IV)

$$N_a = Q_{LR} + Q_L + Q_{Ez} - (1 - s) N'_i, \quad (505a)$$

а при опущенных щетках

$$N_b = Q_{LR} + Q_L + Q_{BR} + Q_{Ez} - (1 - s) N'_i - (1 - s) N_k. \quad (505b)$$

Из (505a и b) мы получаем:

$$N_a - N_b = (1 - s) N_k - Q_{BR} \quad (506a)$$

и при этом

$$(1 - s) N_k = N_a - N_b + N_{0b} - N_{0a} \quad (507a)$$

или

$$M_k = \frac{P}{(1-s)\omega} (1-s) N_k = \frac{P}{\omega} N_k. \quad (507b)$$

На фиг. 346, *b* штриховой кривой представлена сумма  $M_k + M_{v2}$  [ур. (503а и б)], рассчитанная из электрических измерений [ур. (503а и б)]. Вращающий момент от токов короткого замыкания, определенный из механических измерений, лишь очень незначительно отличается от момента по ур. (503б). Из фиг. 346б мы видим, что измерения при разомкнутой цепи ротора для малых значений  $\mathcal{E}_{R1}$  дают значительно меньшие значения  $M_k$  и только при больших значениях  $\mathcal{E}_{R1}$  приближаются к значениям при рабочем состоянии машины. Измерения при разомкнутой цепи ротора не учитывают также, что трение щеток при нагрузке щеток током изменяется (см. разд. 1А7е).

## Ј. ПРОЕКТИРОВАНИЕ

Свойства коллекторных обмоток, расчет индуктированных э. д. с. и падений напряжений, а также средства для уничтожения искрения были уже нами подробно рассмотрены в разд. А, а особенности и расчет характеристик для различных типов машин рассмотрены в разд. В до Е. Здесь мы должны еще остановиться на основных размерах и сделать выводы из наших исследований для проектирования машин.

### 1. Основные размеры

**а. Средний удельный момент.** Для определения основных размеров мы исходим, как и для машин постоянного тока и бесколлекторных машин (см. разд. IIE2 и IIIF1, т. I; IIL1 и 2, т. II, O1, т. IV) из среднего удельного момента. При этом мощность мы относим к синхронной скорости вращения, т. е. вводим мощность  $N_0$ , которая получается из наибольшего встречающегося при какой-нибудь скорости вращения  $n$  номинального момента при синхронной скорости; следовательно,

$$N_0 = n_1 \left( \frac{N_i}{n} \right)_{\max}, \quad (508a)$$

где  $N_i$  есть развиваемая в машине мощность, т. е. при двигательном режиме сумма из мощности, развиваемой на валу, и покрываемых механическим путем потерь.

При этой приведенной мощности мы получаем средний удельный момент [см. ур. (562), т. IV]

$$\sigma = \frac{1}{2f\tau^2} \cdot \frac{N_0}{2p\lambda}; \quad \lambda = \frac{l_i}{\tau}, \quad (508b \text{ и } c)$$

где  $f$  — частота сети,  $\tau$  — полюсное деление,  $p$  — число пар полюсов и  $l_i$  — расчетная длина якоря. Хотя для основных размеров машины определяющей является полная внутренняя мощность, но из-за стремления получать фазовый угол между вторичным током и э. д. с. возможно меньшим, для упрощения в основу определения основных размеров мы положим внутреннюю (активную) мощность.

Так как для каждого отдельного типа машины встречающиеся при работе скорости вращения находятся в определенном соотношении с синхронной скоростью вращения, средняя скорость вращения будет являться, главным образом, функцией полюсного деления, которому пропорциональна окружная скорость. Как и для синхронных и асинхронных машин мы можем записать для полюсного деления:

$$\tau = a + b \sqrt[3]{\frac{N_0}{2p\lambda}} \text{ [см]}, \quad (509a)$$

где следует подставлять  $a$  в см,  $b$  в см·вт<sup>-1/3</sup> и  $N_0$  в вт;  $a$  учитывает приблизительно постоянную составляющую пазовой и проводниковой изоляции внутри полюсного деления. Если мы подставим  $N_0/2p\lambda$  по ур. (509a) в ур. (508b), то получим:

$$\sigma = \frac{1}{2f} \left( \frac{\tau - a}{b\tau} \right)^3 \partial \kappa / \text{см}^3. \quad (509b)$$

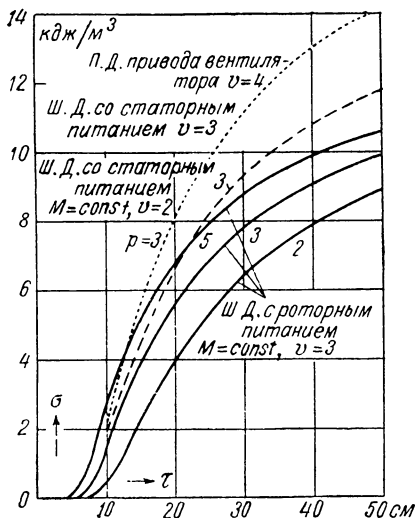
Средний удельный момент, кроме продолжительности работы, зависит еще от наибольшего практически имеющего место отношения скоростей вращения (области регулирования) и от изменения вращающего момента от скорости вращения. При меньших скоростях вращения вентиляция ухудшается, из-за чего допустимый средний удельный момент становится меньше. Если при том же отношении скоростей вращения требуемый вращающий момент со скоростью вращения падает, то машина может рассчитываться с большим средним удельным моментом, поскольку тогда с падением скорости вращения потери в меди становятся меньше. Путем подстановки основных размеров хорошо выполненных машин в ур. (508b), при примерно одинаковых условиях вентиляции, пределах регулирования и вращающих моментах,  $\sigma$  может быть представлена в зависимости от полюсного деления.

Если у больших машин длительно требуются большие вращающие моменты при очень малых скоростях вращения, то применяется также дополнительное обдувание, например посредством вентилятора, который приводится во вращение небольшим короткозамкнутым двигателем с постоянной скоростью вращения и может также встраиваться в машину.

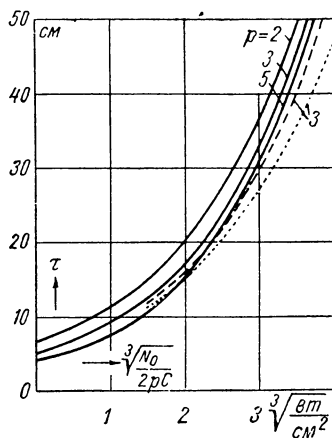
В ур. (508b) и (509a) нужно еще обратить внимание, что расчетная длина якоря  $l_i$  не может, как для синхронных и асинхронных машин, выбираться независимо от полюсного деления, и что отношение  $\lambda$  [ур. (508c)] определяется наибольшим практически еще

допустимым значением э. д. с. вращающегося поля  $\mathcal{E}_{R_1}$  между смежными коллекторными пластинами, коллекторной обмоткой и амплитудой основной волны  $B_1$  индукции в воздушном зазоре. Допустимое значение  $\mathcal{E}_{R_1}$  мы относим к значению  $\mathcal{E}_{R_0}$ , возникающему при синхронной относительной скорости между вращающимся полем и коллекторной обмоткой.

В одной секции коллекторной обмотки с числом витков  $w_{sp}$  и коэффициентом сокращения шага  $s$  при синхронной относительной скорости основной волны вращающегося поля индуцируется э. д. с.



Фиг. 348. Средний удельный момент  $\sigma$  в зависимости от полюсного деления  $\tau$ ;  $v = n_{\max}/n_{\min}$ . П.Д. — последовательный двигатель; Ш.Д. — шунтовой двигатель.



Фиг. 349. Полюсное деление  $\tau$  в зависимости от  $\sqrt[3]{N_0/2pC}$ .

$$\frac{a}{p} \mathcal{E}_{R_0} = \pi \sqrt{2} f \omega_{sp} \Phi_1 \text{ при } \Phi_1 = \frac{2}{\pi} \tau l_i B_1. \quad (510a \text{ и } b)$$

Отсюда мы получаем:

$$C = \tau l_i = \frac{a}{p} \frac{\mathcal{E}_{R_0} \cdot 10^8}{2 \sqrt{2} f \omega_{sp} B_1} [\text{см}^2] \text{ и } \lambda = \frac{C}{\tau^2}, \quad (511a \text{ и } b)$$

где нужно подставлять  $\mathcal{E}_{R_0}$  в в,  $\tau$  и  $l_i$  в см,  $f$  в гц и  $B_1$  в гауссах;  $a$  есть половина числа параллельных ветвей коллекторной обмотки [не следует смешивать с  $a$  в ур. (509a и b)]. Если мы введем выражение для  $\lambda$  в ур. (509a) и решим его относительно  $\sqrt[3]{N_0/2pC}$ , то получим:

$$\sqrt[3]{\frac{N_0}{2pC}} = \frac{\tau - a}{b\tau^{2/3}}. \quad (511)$$

На фиг. 348 представлен средний удельный момент  $\sigma$  в зависимости от полюсного деления  $\tau$ , как он примерно получается по выпол-

ненным машинам различных типов (см. разд. 2 до 4) при с а м о в е н т и л я ц и и. Фиг. 349 показывает соответствующие этому полюсные деления в зависимости от выражения  $\sqrt[3]{N_0/2pC}$ , которые дают основание для примерного выбора полюсного деления при первоначальном проектировании.

**б. Линейная нагрузка и мощность на пару полюсов.** Действующее значение линейной нагрузки вторичной обмотки, рассчитанное по активной составляющей  $I_{2w}$ , отнесенной к э. д. с. [ур. (96а), т. II],

$$A_{2w} = \frac{2m_2 w_2}{2p\tau} I_{2w} \quad (512a)$$

получается по ур. (553), т. II, как

$$A_{2w} = \frac{\sqrt{2}\sigma \cdot 10^8}{\xi_2 B_1} a/\text{см}, \quad (512)$$

если подставляется  $\sigma$  в  $\text{дж/см}^3 = 10^3 \text{ кдж/м}^3$  и  $B_1$  в  $\text{гс}$ .

По линейной нагрузке  $A_{2w}$  мы можем рассчитать мощность на пару полюсов. Мощность машины получается по числу фаз  $m_2$ , э. д. с.  $E_{20}$  вторичной обмотки, возникающей при скольжении  $s = 1$ , и совпадающей с этой э. д. с. по фазе составляющей  $I_{2w}$  вторичного тока:

$$N_0 = m_2 E_{20} I_{2w} \text{ при } E_{20} = \sqrt{2}\pi \xi_2 w_2 \Phi_1. \quad (513a \text{ и } b)$$

Если мы подставим поток  $\Phi_1$  по ур. (510b),  $I_{2w}$  по ур. (512а) и, наконец,  $A_{2w}$  по ур. (512), то получим мощность на пару полюсов:

$$\frac{N_0}{p} = \frac{a}{p} \frac{\xi_2 \mathcal{E}_{R_0}}{\tau w_{Sp}} \tau A_{2w} [\text{вт}] = \frac{a}{p} \frac{\sqrt{2} \mathcal{E}_{R_0}}{w_{Sp}} \frac{\tau \sigma 10^8}{\xi_2 B_1} [\text{вт}], \quad (514a)$$

где нужно подставлять  $\mathcal{E}_{R_0}$  в в,  $\tau$  в см,  $A_{2w}$  в а/см,  $B_1$  в гс и  $\sigma$  в  $\text{дж/см}^3$ . Если известны значения  $a$  и  $b$  в ур. (509b), мы можем также непосредственно рассчитать  $N_0/p$  по ур. (511):

$$\frac{N_0}{p} = \frac{2C}{\tau^2} \left( \frac{\tau - a}{b} \right)^3 [\text{вт}], \quad (514b)$$

где должны подставляться  $\tau$  и  $a$  в см,  $C$  в  $\text{см}^2$  и  $b$  в  $\text{см} \cdot \text{вт}^{-1/3}$ . Ур. (514а и б) справедливы также для того случая, когда вторичная обмотка является коллекторной обмоткой.

**с. Длина скользящей поверхности коллектора.** По току  $I_2$ , числу  $B$  щеток одной фазы и одной полярности, ширине щетки  $b$  и допустимой плотности тока  $G$  осевая длина скользящей поверхности для одной щеточной траверсы получается:

$$l_{K1} = \frac{I_2}{bBG}. \quad (515)$$

При трех- и шестищеточном включении  $B = p$ , а при двенадцатищеточном включении  $B = 2p$ . Ширина щеток выбирается обычно



равной 8 мм, а плотность тока составляет около  $10 \text{ а/см}^2$  и, чтобы уменьшить потери от токов короткого замыкания под щетками, допускается до значений  $15 \text{ а/см}^2$ . Если для регулирования щетки двух щеточных траверс должны передвигаться друг против друга, осевая длина скользящей поверхности коллектора должна быть  $2l_{к1}$ .

## 2. Шунтовые машины с роторным питанием

**а. Основные размеры,  $B_1$ .** Основные размеры зависят от того, разделены ли первичная и регулировочная обмотки (фиг. 309, б), соединены ли обе обмотки автотрансформаторно (см. фиг. 502, т. II) или, при применении специального трансформатора между сетью и первичной обмоткой, используется одна общая обмотка (фиг. 309, а). В последних двух случаях для машины получаются меньшие размеры, особенно при применении общей обмотки, но в последнем случае получаются также большие контактные кольца. При отдельных обмотках размеры также постольку зависят от пределов регулирования, поскольку при малых пределах регулирования регулировочная обмотка требует меньше места в пазах ротора, нежели при больших пределах регулирования.

В дальнейшем мы принимаем, что первичная обмотка и регулировочная обмотка разделены, как машины большей частью и выполняются. Тогда, кроме первичной обмотки, внутри машины должна располагаться еще также регулировочная обмотка и потеря пространства в пазах из-за сокращения ширины паза при малых диаметрах роторов становится весьма заметной (см. разд. IIE4, т. I). Поэтому средний удельный момент зависит не только от полюсного деления, но и от числа пар полюсов, как мы видели это и у синхронных машин (разд. IIL 2b, т. II).

Часто двигатели проектируются для отношения скоростей  $n_{\max}/n_{\min} = 3$  при постоянном вращающем моменте и длительном режиме. При обычной в настоящее время вентиляции в этом случае при 50 гц можно подставлять для значений **a** и **b** в ур. (509a и b) и (511) примерно

$$\left. \begin{array}{l} p = 2 \quad 3 \quad 5 \\ a = 6,8 \quad 5,2 \quad 4,2 \text{ см}, \quad b = 0,9 \text{ см} \cdot \text{вт}^{-1/3} \end{array} \right\} \quad (516)$$

При этих числовых значениях для **a** и **b** на фиг. 348 сплошными кривыми представлены рассчитанные по ур. (509b) средние удельные моменты  $\sigma$  и на фиг. 349 полюсные деления  $\tau$  в зависимости от  $\sqrt[3]{N_0/2pC}$ . Большие полюсные деления, чем примерно 35 см, у шунтовых машин с роторным питанием практически не применяются (см. разд. б).

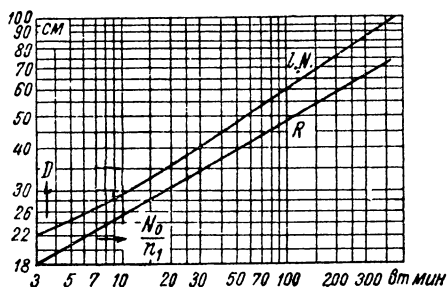
Фиг. 349 позволяет получить для требуемой мощности  $N_0$  при заданном числе пар полюсов  $p = f/n_1$  по значению  $C$  [ур. (511a)] полюсное деление машины  $\tau$ , причем по ур. (511a) получается и

соответствующая длина якоря  $l_i$ . Значение  $C$  определяется еще допустимым значением  $\mathcal{E}_{R_0}$ , принятой регулировочной обмоткой ( $a, \varsigma, \omega_{sp}$ ) и амплитудой индукции  $B_1$ .

У шунтовых машин с роторным питанием относительная скорость между вращающимся полем и коллекторной обмоткой равна синхронной скорости, т. е.  $\mathcal{E}_{R_1} = \mathcal{E}_{R_0}$ . Принимая во внимание уничтожение искрения под щетками и ограничение потерь короткого замыкания,  $\mathcal{E}_{R_0}$  не может превышать известное наибольшее значение. Последнее, если не придаются особенно значения малым потерям короткого замыкания и безыскровой работе, при одноходовых обмотках лежит около 2,4 в, а при двухходовых петлевых обмотках около 2,2 в.

Индукция  $B_1$  у средних и больших машин лежит примерно между 4500 и 6000 гс, у малых машин еще ниже. Низкие значения получаются с учетом коэффициента мощности. Реактивные токи при синхронной скорости вращения и обычных устройствах для перемещения щеток могут вовсе не компенсироваться, а при меньших скоростях вращения компенсироваться только неполностью.

Регулировочная обмотка выбирается таким образом, чтобы отношение  $\lambda$  оставалось в соразмерных пределах (примерно  $0,75 \leq \lambda \leq 2$ ). Число витков в секции регулировочной обмотки, исключая совсем маленькие машины,  $\omega_{sp} = 1$ ; коэффициент сокращения шага  $\varsigma \approx 1$ , если для уничтожения высших гармонических (см. разд. е) или для получения большей мощности на пару полюсов (разд. б) ширина секции не укорачивается.



Фиг. 350. Диаметр ротора  $D$  в зависимости от  $N_0/n_1$  согласно практике SSW;  $I.N.$  — шунтовые машины с роторным питанием;  $R$  — последовательные машины.

Согласно практике SSW диаметр ротора может быть представлен как функция отношения  $N_0/n_1$  [Л. 6, стр. 360]. Кривая  $I.N.$  на фиг. 350 действительна для шунтовых машин с роторным питанием и отношения скоростей вращения  $n_{\max}/n_{\min} = 3$  при постоянном вращающем моменте. Эта кривая предполагает, однако, уже известные регулировочные обмотки, числа пар полюсов и отношения  $\lambda = l_i/\tau$ , так как фактически они трудно обосновываются. Если брать, например, при возрастающем  $N_0/n_1$  по фиг. 350 диаметр и рассчитывать при постоянном числе пар полюсов, постоянной амплитуде индукции  $B_1$  и некотором определенном типе регулировочной обмотки ( $a, \varsigma, \omega_{sp}$ ) расчетные длины якоря (обратно пропорционально  $D$ ) и средние удельные моменты, то последние неограниченно возрастают, причем быстрее, чем полюсное деление (или диаметр), что находится, однако, в противоречии с нашими знаниями и опытом. При переходе от одноходовой к двухходовой обмотке падает средний удельный момент вполтину, поскольку при том же диаметре длина якоря по ур. (511а) становится вдвое большей.

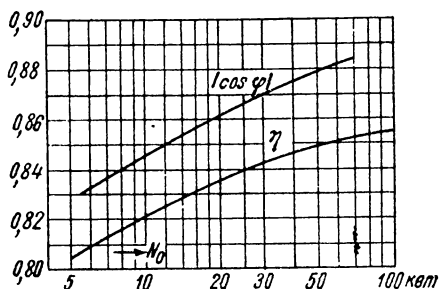
Принимая во внимание лучший коэффициент мощности, в е л и ч и н у в о з д у ш н о г о зазора между статором и ротором нужно выбирать возможно меньшей. Однако, с другой стороны, высшие гармонические э. д. с. в секциях ротора, перекрытых щетками, будут тем сильнее, чем меньше величина воздушного зазора. Она может приниматься около 2 до  $3 \cdot 10^{-3} D$ , но из механических соображений не должна быть меньше 0,5 мм.

На фиг. 351 представлены еще примерно соответствующие значения для коэффициента полезного действия  $\eta$  и коэффициента мощности  $|\cos \varphi|$  при синхронной скорости вращения и мощности  $N_0$  [Л. 6, стр. 361].

**б. Мощность на пару полюсов.** Предположим, как и в разд. а, отношение скоростей вращения  $v = n_{\max}/n_{\min} = 3$  и постоянный вращающий момент. Тогда со значениями по ур. (516) мы можем рассчитать мощность на пару полюсов по ур. (514b).

При наибольшем, непосредственно еще допустимом значении  $\mathcal{E}_{R_0} = 2,5\text{ в}$  и амплитуде индукции  $B_1 = 5000 \text{ гс}$  мы получаем при одноходовой петлевой обмотке ( $a/p = 1$ ,  $\omega_{Sp} = 1$ ,  $\varsigma = 1$ ) по ур. (511a)

$C = \tau l_i = 354 \text{ см}^2$  и, например, при  $\lambda = 1$ ,  $\tau = \sqrt{354} = 18,8 \text{ см}$ . При этом получается при  $p = 3$  парам полю-



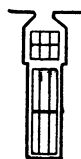
Фиг. 351.  $\cos \varphi$  и  $\eta$  при синхронной скорости вращения шунтовых машин с роторным питанием.

сов ( $a = 5,2$ ,  $b = 0,9$ )  $N_0/p = 6880 \text{ вт} = 6,88 \text{ кВт}$ . Для двухходовой петлевой обмотки ( $a = 2p$ ),  $\mathcal{E}_{R_0} = 2,3\text{ в}$ , но при тех же самых прочих значениях, как и в первом случае, будет  $C = 651 \text{ см}^2$ ,  $\tau = 25,5 \text{ см}$ ,  $N_0/p = 23 \text{ кВт}$ . Если желательно достичь еще больших значений для  $N_0/p$  при отношении  $\lambda = 1$ , то можно выбрать меньшим коэффициент сокращения шага регулировочной обмотки. Так, например, при  $\varsigma = 0,866$  ( $W/\tau = 2/3$ ) получается  $C = 750 \text{ см}^2$  и  $\tau = 27,4 \text{ см}$ ,  $N_0/p = 30 \text{ кВт}$  при  $p = 3$  или  $N_0/p = 34 \text{ кВт}$  при  $p = 5$  ( $a = 4,2$ ,  $b = 0,9$ ). Это может считаться наибольшей достижимой у шунтовых машин с роторным питанием мощностью на пару полюсов при синхронной скорости вращения, если не хотят идти на отношение  $\lambda$  ниже единицы. При  $\lambda = 0,6$ , напротив, в последнем случае будет  $\tau = 35,3 \text{ см}$  и  $N_0/p = 50,8 \text{ кВт}$ . Полюсные деления, большие чем примерно 35 см, для шунтовых машин с роторным питанием, вероятно, не могут иметь места.

**с. Пазы.** Число пазов на полюс и фазу  $q$  следует выбирать, как и у асинхронных машин, с учетом возможно меньшего рассеяния в зазоре, т. е.  $q \geq 2$ . Так как ротор и статор должны иметь разное число пазов, и у шунтовых машин с роторным питанием на роторе

должна располагаться первичная обмотка и при отдельной регулировочной обмотке также еще и последняя, для ротора получается  $q_1 \geq 2$ , а для статора  $q_2 \geq 3$ . При обычных механических устройствах для сдвига щеток (см. разд. D2) вблизи синхронной скорости вращения компенсация реактивного тока невозможна. Поэтому, имея в виду возможное ограничение рассеяния, число пазов на полюс и фазу принимают возможно большим, насколько это допускает использование пространства, т. е. только у очень маленьких машин выбирают  $q_1 = 2$  и  $q_2 = 3$ . Чтобы получить нечетное отношение  $N/p$  числа пазов ротора и числа пар полюсов, которое более благоприятно для коммутации, в роторе иногда применяются также двухслойные обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу  $q_1 = 2,5$  или  $3,5$ .

Первичная обмотка выполняется обычно как двухслойная цилиндрическая обмотка, аналогичная обмотке якоря постоянного тока, так что лобовые соединения двухслойной регулировочной обмотки, которая с учетом возможно меньшей э. д. с. коммутации располагается в верхней части паза, могут накладываться на внешнюю цилиндрическую поверхность первичной обмотки. Чтобы не получить слишком большой индукции в зубцах, пазы ротора у малых машин выполняются трапецеидальной формы (фиг. 317) с параллельными стенками з у б а, причем применяются проводники круглого сечения, тогда как у машин большей мощности параллельными являются стенки п а з а, но для размещения регулировочной обмотки паз расширяется (фиг. 352).



Фиг. 352.

Пазы статора обычно выполняются полузакрытыми и у машин большей мощности с параллельными стенками пазов.

**д. Первичная обмотка.** Первичная обмотка представляет собою обычно двухслойную обмотку, соединенную звездой или треугольником. Ее целесообразно выполнять с укороченной шириной секций для уничтожения высших гармонических кривой поля, вызванных распределением обмотки, и при этом высших гармонических в э. д. с. вращающегося поля  $\mathcal{E}_R$  (см. разд. A8). При выборе поперечного сечения проводника следует принять во внимание, что при постоянном вращающем моменте первичный ток не является неизменным, а от синхронной скорости с возрастанием скорости вращения увеличивается; при падении скорости вращения он уменьшается, поскольку мощность регулировочной обмотки трансформаторным путем передается на первичную обмотку; таким образом, потребление мощности первичной обмоткой при вышесинхронной скорости вращения увеличивается, а при нижесинхронной уменьшается. Если реактивный ток первичной обмотки при малых скоростях вращения не компенсируется, влияние скорости вращения на первичный ток, естественно, становится менее заметным (см. фиг. 321, *a* и *b*).

Определяющим для нагревания является произведение  $GA$  из плотности тока  $G$  и линейной нагрузки  $A$  (разд. IIEЗ, т. I), причем

для ротора следует подставлять  $GA = G_1A_1 + G_3A_3$ , где  $G_1A_1$  соответствует первичной, а  $G_3A_3$  регулировочной обмотке. Для постоянного вращающего момента и отношения скоростей вращения  $n_{\max}/n_{\min} = 3$  для машин средней мощности допустимая плотность тока при синхронной скорости вращения принимается около  $3,5 \text{ а/мм}^2$ . Э. д. с.  $E_1$ , индуцированная в первичной обмотке полем в воздушном зазоре, как и у асинхронной машины, получается путем вычитания первичного падения напряжения из напряжения на зажимах ( $E_1 \approx 0,9 U$ ).

**е. Регулировочная обмотка и коллектор.** Чтобы обойтись возможно меньшей мощностью регулировочной обмотки, число пар полюсов выбирают таким образом, чтобы скольжение при наименьшей скорости вращения примерно равнялось величине скольжения при наибольшей скорости вращения. Однако при отношении  $v = n_{\max}/n_{\min}$ , большем чем 3, не выбирают  $n_{\max}/n_1 > 1,5$ , чтобы не получить слишком большой окружной скорости коллектора и слишком большой составляющей высших гармонических в э. д. с. вращающегося поля  $\mathcal{E}_R$ . Диаметр коллектора определяется по наибольшей допустимой для него окружной скорости  $v_{K \max}$ . Последняя лежит примерно около  $35 \text{ м/сек}$  но, чтобы не получить слишком дорогой конструкции, как правило, принимается ниже этого значения (примерно 20 до 30 м/сек). Если мы допустим  $v_{K \max} = 30 \text{ м/сек}$  при  $n_{\max} = 1,5 n_1$ , то при полюсном делении  $\tau = 30 \text{ см}$  по окружности якоря отношение диаметров коллектора и ротора получится  $D_K/D = 2/3$ .

Так как число пазов ротора определяется первичной обмоткой, число коллекторных пластин получается по числу  $u$  сторон секций (чаще всего проводников), лежащих друг около друга в одном слое паза, т. е.  $k = uN$  и выбирается таким образом, чтобы коллекторное деление  $t_K$  находилось примерно между 4 и 5 мм. Обычно применяются щетки с шириной  $b = 8 \text{ мм}$ , так что отношение  $\beta = b/t_K$  лежит примерно между 1,6 и 2. С точки зрения лучшей коммутации предпочитают нечетные значения  $u$ . При двухходовых петлевых обмотках желательно большее значение  $\beta$ , но и здесь встречаются значения менее чем  $\beta = 1,7$ , которые также являются допустимыми при многополюсных обмотках Латура, где параллельно двухходовой петлевой обмотке включается  $2p$ -ходовая волновая обмотка.

Тип регулировочной обмотки устанавливается уже основными размерами (разд. а). Путем укорочения ширины секции можно уничтожить одну из высших гармонических в э. д. с. вращающегося поля  $\mathcal{E}_R$ , вызванных высшими гармоническими в кривой поля (или частично другие). Так, например, можно уничтожить гармоническую э. д. с., вызванную 5-й гармонической, если  $W = (1 \mp 1/5) \tau$ , или гармоническую э. д. с., вызванную 3-ей гармонической из-за явления насыщения, если  $W = (1 \mp 1/3) \tau$ .

Обмоткой определяется также и индуцированная в ней поток в воздушном зазоре э. д. с.  $E_{3D} = E_1 \xi_3 w_3 / \xi_1 w_1$  при диаметральнойном положении щеток (разд. А6).

Поперечное сечение проводника машин средней мощности может выбираться по плотности тока около 3 до 3,5 а/мм<sup>2</sup>. Ток в одном проводнике по ур. (290а)

$$I_i = I_2/a, \quad (517)$$

которое справедливо также для двенадцатищеточного включения, если  $I_2$  есть сумма токов через щетки одной фазы и одной полярности (см. фиг. 216 и 353с). У обмотки Латура ток в одном проводнике вдвое меньше, так как параллельно петлевой обмотке включена волновая обмотка.

От уравнительных соединений можно отказаться, если обмотка выполняется в виде обмотки Латура. В машинах большей мощности рекомендуется устраивать еще демпферную обмотку по разд. А9б.

**г. Вторичная обмотка.** Число витков расположенной на статоре вторичной обмотки определяется величиною  $s_{\max}$  наибольшего встречающегося скольжения. Э. д. с.  $s_{\max} \dot{E}_{20}$ , индуктированная во вторичной обмотке при скольжении  $s_{\max}$ , должна быть равна совпадающей с ней по фазе составляющей э. д. с.  $\dot{E}_3$  регулировочной обмотки. Если щетки при этом находятся в диаметрально противоположных положениях и в двухполюсной схеме линия, соединяющая щетки, составляет с осью ее статорной обмотки угол  $\alpha$  (фиг. 353, а), то справедливо

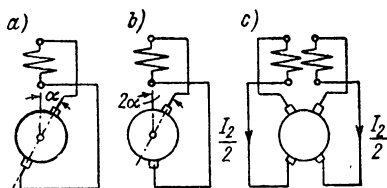
$$E_{20}s_{\max} = E_{3D} \cos \alpha. \quad (518a)$$

Если, напротив, одна щетка находится в предельном положении по оси статорной обмотки, тогда как другая щетка сдвинута с этой оси на угол  $2\alpha$  (фиг. 353, б), то справедливо

$$E_{20}s_{\max} = E_{3D} \cos 2\alpha. \quad (518b)$$

По рассчитанной из этих уравнений э. д. с.  $E_{20}$  получается число витков вторичной обмотки. У машин большей мощности для уничтожения высших гармонических в кривой поля вторичную обмотку целесообразно выполнять в виде двухслойной хордовой обмотки. По вторичному току  $I_2$  и плотности тока примерно 3,5 а/мм<sup>2</sup> рассчитывается поперечное сечение проводника. При двенадцатищеточном включении следует принять во внимание, что ток в одной из двух ветвей обмотки одной фазы будет  $I_2/2$  (см. фиг. 353, с).

По ур. (463с) из приведенных токов  $I'_{2w}$  и  $I'_{2b}$  получается вторичный ток  $I_2 = \sqrt{I_{2w}'^2 + I_{2b}'^2} / \ddot{u}_M$ , где  $\ddot{u}_M = \xi_2 \omega_2 / \xi_1 \omega_1$  [ур. (438б)], или по ур. (445 а и б), если в последнее мы подставим для машины с роторным питанием  $X'_{20} = 0$  и  $X'_{2\tau 0} = X'_{2\tau}$ . Реактивные сопротивления должны рассчитываться по разд. D6б и A10е, а активные сопротивления регулировочной обмотки по разд. A4б. С достаточ-



Фиг. 353. а) Диаметрально противоположные; б) хордовое положение щеток; в) двенадцатищеточное включение.

ным приближением может быть положено  $X'_{3r} = X'_{13} = X_{1r}$ , а  $X_{1r}$  и  $X_2$ , рассчитываться, как и для асинхронных машин.

Если обе сдвигаемые друг относительно друга щетки перекрывают одни и те же коллекторные пластины, вторичная обмотка замыкается накоротко через щетки и скольжение холостого хода, следовательно, равно нулю. Вторичный ток может тогда рассчитываться, как для асинхронного двигателя, например, по ур. (31b), т. IV:

$$I_2 = \sqrt{\frac{sN_{\text{mech}}}{m_2 R_2 (1-s)}}, \quad (519)$$

причем в  $R_2$  должно быть включено и переходное сопротивление щеток. При шести- и двенадцатищетоном включениях  $m_2$  нужно подставлять равным 3.

### 3. Шунтовые машины со статорным питанием

**а. Основные размеры,  $B_1$ .** Уравнения в разд. 1 справедливы также и для шунтовой машины со статорным питанием. Но так как здесь ротор не несет особой регулировочной обмотки для обычной в настоящее время формы исполнения, при которой регулировочное напряжение подводится от специального трансформатора, мы можем допустить большие значения среднего удельного момента. Так как вторичная обмотка является коллекторной обмоткой, допустимый средний удельный момент при трехщетоном включении несколько меньше, чем при шести- или двенадцатищетоном включениях, так как при трехщетоном включении потери в меди в обмотке ротора в 1,33 раза больше, чем при шести- и двенадцатищетоном включениях. Для основного шестищетоного включения при отношении скоростей вращения  $n_{\text{max}}/n_{\text{min}} = 3$  и постоянном вращающем моменте мы можем для значений  $a$  и  $b$  в ур. (509b) и (511) при  $p = 3$  примерно принять

$$a = 5,2 \text{ см}, \quad b = 0,85 \text{ см} \cdot \text{вт}^{-1/3}. \quad (520a \text{ и } b)$$

На фиг. 348 представлены штриховыми кривыми рассчитанный при этих значениях по ур. (509b) удельный момент в зависимости от полюсного деления и на фиг. 349 полюсное деление в зависимости от  $\sqrt[3]{N_0/2pC}$  [см. ур. (509a)]. Влияние числа пар полюсов аналогично влиянию их у машин с роторным питанием, но становится здесь менее существенным, поскольку в роторе должна располагаться только одна обмотка. Согласно современной практике, штриховые кривые на фиг. 348 и 349, по-видимому, должны быть справедливы, кроме  $p = 3$ , также и для других чисел пар полюсов.

Если при отношении скоростей  $n_{\text{max}}/n_{\text{min}} = 3$  вращающий момент возрастает пропорционально квадрату скорости вращения (вентиляторный режим) или при постоянном моменте требуется отношение скоростей вращения только  $n_{\text{max}}/n_{\text{min}} = 2$ , то за основу

могут быть приняты пунктирные кривые на фиг. 348 и 349, которые справедливы для последовательных машин при вентиляторном режиме с  $v = n_{\max}/n_{\min} = 3$  до 4.

Для нахождения  $C$  по ур. (511a) определяющей является коллекторная обмотка. Амплитуда индукции  $B_1$ , чтобы получить возможно меньшие значения э. д. с. коммутации, выбирается несколько большей, чем для машин с роторным питанием, примерно между 5000 до 7500 гс, а при малых пределах регулирования даже до 8500 гс (см. разд. d).

При выборе допустимого значения  $\mathcal{E}_{R_0}$  в ур. (511a) нужно принять во внимание следующее. В то время как у машин с роторным питанием э. д. с. вращающегося поля между смежными коллекторными пластинами является практически не зависящей от скорости вращения, у машин со статорным питанием она зависит от скольжения. Для машин с роторным питанием число пар полюсов выбирают так, чтобы при наименьшей скорости вращения скольжение было равно или несколько больше, чем величина скольжения при наибольшей скорости вращения. Иначе поступают у машин со статорным питанием, поскольку э. д. с. коммутации, которая вместе с э. д. с. вращающегося поля дает э. д. с. искрения, по сравнению с э. д. с. вращающегося поля проявляется сильнее, и высшие гармонические при вышесинхронных скоростях вращения делаются весьма заметными (см. разд. A8). Поэтому область регулирования у машин со статорным питанием сдвигают в сторону нижесинхронных скоростей вращения и тем больше, чем больше мощность, так как с возрастанием мощности машины э. д. с. коммутации всегда становится сильнее заметной.

Для постоянного вращающего момента и отношения скоростей вращения  $n_{\max}/n_{\min} = 3$  для машин малой мощности можно принять примерно отношение  $n_{\max}/n_1 = 1,3$  между наибольшей и синхронной скоростью вращения; у машин большей мощности его снижают до  $n_{\max}/n_1 \approx 1,1$ . Чем меньше э. д. с. вращающегося поля  $\mathcal{E}_{R_1}$  и э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_w$  между смежными коллекторными пластинами и чем лучше уничтожаются высшие гармонические э. д. с. вращающегося поля  $\mathcal{E}_R$ , тем больше можно допустить  $n_{\max}/n_1$ . Путем применения демпферных обмоток по разд. A9b также можно повысить отношение  $n_{\max}/n_1$  и при этом, при постоянном  $n_{\max}/n_{\min}$ , наименьшую нижесинхронную скорость вращения.

Таким образом, наибольшая величина скольжения получается при нижесинхронной скорости вращения; мы обозначим ее через  $s_u$ . Приведенная к скольжению  $s = 1$  э. д. с. вращающегося поля тогда будет:

$$\mathcal{E}_{R_0} = \mathcal{E}_{R_1}/s_u, \quad (521)$$

где  $\mathcal{E}_{R_1}$  — э. д. с. вращающегося поля, возникающая при скольжении  $s_u$ , которая для уменьшения искрения под щетками не должна быть больше 2,5 в. Чтобы возможно лучше использовать роторную обмотку, ширина секции выбирается незначительно меньше полюс-



ного деления, так что здесь всегда  $\zeta \approx 1$ . По  $\mathcal{E}_{R_0}$  можно рассчитать  $C$  по ур. (511a) и получить из фиг. 349 по  $\sqrt[3]{N_0/2pC}$  полюсное деление  $\tau$  для первоначального проектирования.

Для машин со статорным питанием величина воздушного зазора  $\delta$  должна выбираться несколько большей, чем для машин с роторным питанием, поскольку здесь более существенно уничтожение высших гармонических поля, и намагничивающий ток может в большей или меньшей степени покрываться со стороны ротора;  $\delta$  лежит примерно в пределах  $3 \cdot 10^{-3} D$  и  $5 \cdot 10^{-3} D$ ; большие значения соответствуют большим машинам. При применении демферных обмоток  $\delta$  может выбираться меньшим (см. разд. d).

**в. Мощность на пару полюсов.** Чтобы сравнить мощность на пару полюсов при постоянном вращающем моменте и  $n_{\max}/n_{\min} = 3$  с таковой для машин с роторным питанием, предположим сначала  $\lambda = 1$  и одноходовую петлевую обмотку ( $\zeta \approx 1$ ,  $w_{sp} = 1$ ). При отношении  $n_{\max}/n_1 = 1,2$  наибольшее нижесинхронное скольжение будет тогда  $s_u = 0,6$  и при этом допустимое значение  $\mathcal{E}_{R_0} = 2,5/0,6 = 4,17$  в. Если мы примем, как и для машины с роторным питанием в разд. б, индукцию  $B_1 = 5000$  гс, то получим по ур. (511a)  $C = 591$  см<sup>2</sup>,  $\tau = 24,3$  см и по ур. (514b)  $N_0/p = 23,1$  квт, т. е. в 3,36 раза больше, чем у машины с роторным питанием. С учетом возможно меньшей э. д. с. коммутации для машин со статорным питанием  $B_1$  выбирают, во всяком случае, больше. Так, например, при  $B_1 = 6000$  гс и  $\lambda = 1$  получилось бы только  $N_0/p = 16$  квт. При двухходовой петлевой обмотке ( $a = 2p$ ,  $\zeta \approx 1$ ,  $w_{sp} = 1$ ) получилось бы при  $B_1 = 6000$  гс и  $\lambda = 1$   $N_0/p = 58,6$  квт, а при  $\lambda = 0,5$  было бы  $N_0/p = 98$  квт.

Таким образом, машины со статорным питанием могут строиться на значительно большую мощность, чем с роторным питанием. Эту повышенную мощность следует отнести за счет более высокого допустимого значения  $\mathcal{E}_{R_0}$ . Предполагается, конечно, что искрение под щетками, вызываемое э. д. с. коммутации, удастся достаточно полно уничтожить посредством способов, описанных в разд. А9.

**с. Обмотка и коллектор.** Проектирование шунтовых машин со статорным питанием производится по существу так же, как и асинхронных машин; следует только принять во внимание, что вторичная обмотка является обмоткой коллекторной, так что при ее проектировании необходимо учитывать уничтожение искрения под щетками. Наряду с э. д. с. коммутации, которая возникает и у машин постоянного тока, между смежными коллекторными пластинами индуцируется еще э. д. с. вращающегося поля  $\mathcal{E}_R$ .

Составляющая  $\mathcal{E}_{R_1}$ , вызванная основной гармонической вращающегося поля, наряду с наибольшей окружной скоростью и коллекторным делением коллектора также определяет согласно разд. А11 э. д. с., индуцированную во всей обмотке ротора, вторичный ток и контактную поверхность щеток коллектора. Для наибольшей допустимой окружной скорости  $v_{K \max}$  и коллекторного деления  $t_K$

коллектора справедливы данные для машин с роторным питанием в разд. 2е. По  $v_{K \max}$ ,  $t_K$ , отношению  $n_{\max}/n_1$  и наибольшему допустимому значению  $\mathcal{E}_{R_1}$  (2,5 в) получается по ур. (354b) э. д. с.  $E_D$ , индуцированная в обмотке ротора при диаметральной позиции щеток, и по ней э. д. с. фазы обмотки (или фазы эквивалентной обмотки, разд. A4a) при заданном расположении щеток. Если мы разделим ее на скольжение  $s_u$ , при котором наступает наибольшее значение  $\mathcal{E}_{R_1}$ , то получим э. д. с.  $E_{L_0}$ , которая индуцируется во всей обмотке при неподвижном роторе. По ней мы можем рассчитать по ур. (358) развиваемый вращающий момент, причем угол  $\varphi_L$  определяется по величине желаемого реактивного тока ротора (см. разд. C3b и E1c). Активные сопротивления должны рассчитываться по разд. A4b, а реактивные сопротивления по 10е.

Чтобы по возможности уничтожить высшие гармонические э. д. с. вращающегося поля между смежными коллекторными пластинами, рекомендуется выполнять первичную обмотку двухслойной с хордовыми секциями, а вторичную коллекторную обмотку проектировать таким образом, как мы это рассмотрели в разд. 1е для регулирующей обмотки машины с роторным питанием.

Особая тщательность должна быть проявлена при демпфировании э. д. с. коммутации  $\mathcal{E}_W$ . Для петлевых обмоток число пазов на пару полюсов ( $N/p$ ) и, по возможности, также число коллекторных пластин на пару полюсов ( $k/p$ ), т. е.  $u \approx k/N$ , выбирается нечетным (см. разд. IJ 1с до f). Трехщеточное включение, которое наряду с шестищеточным является обычным для машин со статорным питанием, применяется только для машин малой мощности. В разд. A7by мы указали значения  $\zeta$ , которые могут подставляться для расчета  $\mathcal{E}_W$  по формуле Пихельмайера при различных расположениях щеток и обмоток. При наибольшей скорости вращения, имеющей место при эксплуатации,  $\mathcal{E}_W$  между смежными коллекторными пластинами по возможности не должна быть больше 2,5 в. Если при очень больших мощностях и шестищеточном включении это значение превышает, можно применить двенадцатищеточное включение или увеличить число фаз роторной обмотки. Для машин со статорным питанием следует особенно рекомендовать применение демпферных обмоток по разд. A9b.

При отношении скоростей вращения  $v = n_{\max}/n_{\min} = 3$  и постоянном вращающем моменте для машин средней мощности плотность тока в обмотках может быть принята около 3 а/мм<sup>2</sup>.

Осевая длина  $l_{K_1}$  скользящей поверхности щеток одного щеточного пальца получается по ур. (515). Так как у шунтовых машин со статорным питанием щетки неподвижны, т. е. не должны одна относительно другой перемещаться,  $l_{K_1}$  является также и осевой длиной скользящей поверхности коллектора, если только (при очень малых расстояниях между пальцами) не приходится так смещать друг относительно друга щеточные пальцы, что коллектор должен выбираться с  $2l_{K_1}$ .

**d. Пример для особого случая.** Мы уже указывали на то, что средний удельный момент может быть принят значительно большим, если область регулирования маха и требуемый вращающий момент с уменьшением скорости вращения падает. В качестве примера мы приведем здесь и пересчитаем шестиполусный двигатель, построенный заводом Шорха для привода насоса для питания котла; двигатель выполнен на 785 квт при 1060 об/мин и может регулироваться вниз до 780 об/мин при вращающем моменте, изменяющемся примерно пропорционально квадрату скорости вращения, посредством подводимого к обмотке ротора напряжения от двоянного поворотного трансформатора. Отношение скоростей вращения здесь, таким образом, равно только  $n_{\max}/n_{\min} = 1,36$ . Напряжение статора составляет 1000 в при 50 гц.

Расточка статора  $D = 97$  см, полюсное деление  $\tau = 50,8$  см, расчетная длина якоря  $l_i = 27,5$  см,  $\lambda = 0,54$  (воздушный зазор  $\delta = 2$  мм). По ур. (508a) мы рассчитываем  $N_0 = 740$  квт и при этом получаем по ур. (508b) сравнительно большой средний удельный момент  $17,4$  кдж/м<sup>3</sup>, который объясняется малой областью регулирования и уменьшением вращающего момента при малых скоростях вращения.

Роторная обмотка представляет собою одноходовую петлевую обмотку с  $z = 420$  проводников и одним витком в секции. Параллельно этой обмотке включена вспомогательная обмотка (демпферная обмотка) по фиг. 234, б, которая в середине каждой секции (точка а на фиг. 234, б) имеет отвод и присоединяется к промежуточным пластинам коллектора, чтобы снизить напряжение между пластинами до половины напряжения секции. Число пластин, таким образом,  $k = 420$ . Диаметр коллектора равен 68 см, а коллекторное деление  $t_K = 5,09$  мм, так что при ширине щетки  $b = 9,25$  мм будет  $\beta = b/t_K = 1,82$ . Предусмотрено шестищеточное включение с диаметрными щетками.

Поток полюса при нагрузке  $\Phi_1 \approx 0,075$  в·сек соответствует амплитуде индукции  $B_1 = 8450$  гс. Чтобы применить наши уравнения для обмотки с промежуточными пластинами, мы можем сперва не учитывать эти промежуточные пластины. Мы получим тогда  $\mathcal{E}_{R_0} = 16,6$  в (благодаря промежуточным пластинам это значение снижается до 8,3 в). При  $\xi_s = 0,95$  по ур. (512) линейная нагрузка, рассчитанная по активной составляющей тока ротора, будет  $A_{2w} = 307$  а/см; при учете реактивного намагничивающего тока обмотки ротора  $A_2 \approx 370$  а/см. Таким образом, по ур. (514a)

$$\frac{N_0}{p} = \frac{0,95 \cdot 16,6 \cdot 50,8 \cdot 307}{1000} = 246 \text{ квт};$$

это в 2,5 раза больше мощности на пару полюсов, которую мы рассчитали в разд. б при отношении скоростей вращения  $n_{\max}/n_{\min} = 3$ , двухходовой петлевой обмотке,  $B_1 = 6000$  гс и  $\lambda = 0,5$ .

По указанным пределам скоростей вращения мы получаем  $s_u = -0,06$ ,  $s_u = 0,22$ ,  $|s_B|/s_u = 0,272$ . При наибольшей вышесинхронной скорости вращения  $\mathcal{E}_{R_1} = 16,6 \cdot 0,06 = 1$  в, которая благодаря промежуточным пластинам снижается до  $\mathcal{E}_{R_1}/2 = 0,5$  в. При наименьшей нижесинхронной скорости вращения  $\mathcal{E}_{R_1} = 16,6 \cdot 0,22 = 3,66$  в,  $\mathcal{E}_{R_1}/2 = 1,83$  в. Таким образом, возникающая между смежными коллекторными пластинами э. д. с. вращающегося поля при обеих скоростях вращения мала.

Проверим еще по формуле Пихельмайера [ур. (318)] э. д. с. коммутации при наибольшей скорости вращения. Обмотка ротора, по-видимому, хордовая обмотка, так что мы можем положить  $\zeta = 5$  [ур. (318a)]. Если мы сперва не будем учитывать промежуточные пластины, то  $w_k = 1$  и при  $v_{A \max} = 5380$  см/сек мы получим э. д. с.  $\mathcal{E}_w = 5,46$  в, которая соответствует одной секции; благодаря промежуточным пластинам она снижается примерно до половины, а именно до 2,73 в. Если мы учтем, что имеется демпферная обмотка и при наибольшей вышесинхронной скорости вращения э. д. с. вращающегося поля очень мала (0,5 в), то увидим, что следует ожидать еще практически безыскровой работы.

Для пуска в цепь ротора включается только ступенчатое сопротивление, чтобы снизить пусковой ток (до примерно 2,5 номинального тока ротора). При этом в неподвижном состоянии между смежными коллекторными пластинами возникает лишь полная э. д. с. вращающегося поля  $\mathcal{E}_{R_1}/2 = 8,3$  в. Так как, однако, при большом пусковом моменте двигатель быстро разворачивается и пускается только примерно один раз в день, эта высокая э. д. с. вращающегося поля является еще допустимой.

#### 4. Последовательные машины

**а. Основные размеры,  $B_1$ .** Последовательные машины часто применяются в качестве двигателей для привода вентиляторов, когда вращающий момент возрастает пропорционально квадрату скорости вращения. Для такого режима при отношении скоростей вращения  $n_{\max}/n_{\min} = 3$  до 4 значения **a** и **b** в ур. (509а и б) и (511) при  $p = 3$  могут быть приняты

$$a = 5,2 \text{ см}; \quad b = 0,8 \text{ см} \cdot \text{вт}^{-1/3}. \quad (522)$$

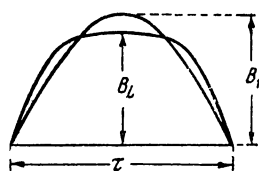
На фиг. 348 пунктирными кривыми представлены рассчитанный при этих значениях по ур. (509б) средний удельный момент в зависимости от полюсного деления и на фиг. 349 — полюсное деление в зависимости от  $\sqrt[3]{N_0/2pC}$  [ур. (511)]. Собственно говоря, здесь так же, как и у машин с роторным питанием, нужно было бы при том же полюсном делении принимать для больших чисел пар полюсов большие, а для  $p = 2$  меньшие значения среднего удельного момента. Однако, как показывает современная практика, пунктирные кривые на фиг. 348 и 349 должны быть приблизительно справедливы не только для трех, но и для других чисел пар полюсов. Эти кривые действительны также приблизительно для постоянного вращающегося момента при отношении скоростей вращения  $v = n_{\max}/n_{\min} = 2$ .

Последовательный двигатель применяется также часто для таких приводов, которые требуют больших пусковых моментов, как, например, подъемные механизмы. Но так как высокие пусковые моменты при этом не продолжительны, а возникают кратковременно, для этого случая за основу могут быть также приняты пунктирные кривые на фиг. 348 и 349.

Кривая  $R$  на фиг. 350 представляет диаметр ротора как функцию отношения  $N_0/n_1$ , как это соответствует практике SSW [Л. 6, стр. 352]. Она справедлива для вентиляторного привода с отношением скоростей вращения  $n_{\max}/n_{\min} = 3$  до 4 или для постоянного вращающегося момента при  $n_{\max}/n_{\min} = 2$ . Здесь также нужно обратить внимание на то, что было сказано в разд. 2а относительно фиг. 350.

Для расчета  $C$  по ур. (511) при синхронной скорости вращения можно подставлять индукцию в воздушном зазоре около 6000 гс; большие значения — для больших машин. Допустимое еще значение э. д. с. вращающегося поля  $\mathcal{E}_{R_1}$  между смежными коллекторными пластинами лежит около 2,5 в. При

вентиляторном приводе она наступает не как у шунтовой машины со статорным питанием при наименьшей скорости вращения, а при некоторой средней скорости вращения, которая может быть указана только тогда, если рассчитаны магнитная и скоростная характеристики. Подставляемое в ур. (511a) значение  $\mathcal{E}_{R_0}$  зависит от этой скорости вращения. Если она составляет  $0,55 n_1$  (см. фиг. 265, б), то получается  $\mathcal{E}_{R_0} = 2,5/(1 - 0,55) = 5,55$  в. Отношение  $n_{\max}/n_1$  последовательной машины для вентиляторного привода должно выбираться меньше, чем для шунтовой машины со статорным питанием, поскольку поток индукции с возрастанием вращающего момента растет. Обычно принимают  $n_{\max}/n_1 = 1,1$ , а иногда даже  $n_{\max}/n_1 = 1$ . При подъемных механизмах наибольшее значение для  $\mathcal{E}_{R_1}$  может приниматься больше чем 2,5 в, если оно возникает лишь



Фиг. 354.  $B_1$  и  $B_L$ .

кратковременно (см. разд. 5). Но если последовательный двигатель применяется также для рекуперативного торможения (разд. G4), то не рекомендуется допускать для  $\mathcal{E}_{R_0}$  значения большие, чем 2,5 в, так как в противном случае токи короткого замыкания через щетки могли бы слишком сильно ослаблять тормозной момент.

Величина воздушного зазора  $\delta$  у последовательных машин зависит, главным образом, от щеточного угла  $\alpha_N$ , на который при синхронной скорости вращения и номинальном моменте магнитная ось обмотки ротора сдвигается из положения короткого замыкания, и от коэффициента трансформации  $\ddot{u}$  между цепями ротора и статора. Расчетная величина воздушного зазора, которая учитывает влияние пазов (коэффициент Картера) и магнитодвижущую силу в железе, мы получаем по ур. (365) ( $\Theta_r \approx \Theta_\mu$ ) как

$$\delta'' = \frac{\Pi_0 \Theta_S \sqrt{1 + \ddot{u}^2 - 2\ddot{u} \cos \alpha_N}}{2B_L}. \quad (523a)$$

$B_L$  есть максимальное значение индукции в воздушном зазоре (см. фиг. 354);  $\Theta_S$  нужно рассчитывать по ур. (363a) при

$$I_S = \frac{N_N}{m_S U \eta |\cos \varphi|}, \quad (523b)$$

где  $N_N$  означает номинальную мощность при синхронной скорости вращения,  $U$  — фазное напряжение машины,  $\eta$  — коэффициент полезного действия и  $|\cos \varphi|$  — коэффициент мощности при синхронной скорости вращения. При этом ур. (523a) преобразуется в

$$\delta'' = \frac{0,4 \sqrt{2} \xi_S w_S}{p B_L} \frac{N_N}{U \eta |\cos \varphi|} \sqrt{1 + \ddot{u}^2 - 2\ddot{u} \cos \alpha_N}. \quad (524a)$$

При синхронной скорости вращения

$$U \approx \frac{E_S}{0,95} = \frac{\sqrt{2} \pi}{0,95} f_{\xi S} \omega_s \frac{2}{\pi} \tau l_i B_1, \quad (524b)$$

и мы получаем окончательно

$$\delta'' = \frac{0,19 \cdot 10^8}{f p \tau l_i B_1 B_L} \frac{N_N}{\eta |\cos \varphi|} \sqrt{1 + \ddot{u}^2 - 2\ddot{u} \cos \alpha_N} \text{ см}, \quad (524)$$

где подставляются  $N_N$  в *вт*,  $f$  в *гц*,  $\tau$  и  $l_i$  в *см* и  $B_1$  и  $B_L$  в *гс*.

Если для регулирования все щетки сдвигаются вместе,  $\ddot{u}$  обычно лежит между 1 и 1,1. Большие значения дают лучший коэффициент мощности, но и более сильную напряженность коллекторной обмотки. Угол  $\alpha_N$  целесообразно иметь при  $30^\circ$ ,  $B_L$ , в зависимости от величины магнитодвижущей силы в зубцах, несколько меньше, чем  $B_1$  (см. фиг. 354),  $|\cos \varphi| \approx 0,97$ ,  $\eta$  в первом приближении может быть взято по фиг. 355 [Л. 6, стр. 353]. Если из механических соображений или с учетом уничтожения высших гармонических вращающегося поля для  $\delta''$  получаются слишком малые значения, то щеточный угол  $\alpha_N$  должен быть принят больше  $30^\circ$ .

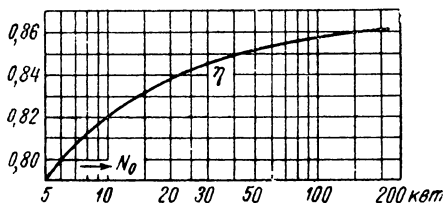
Регулирование с одним неподвижным и одним подвижным щеточным аппаратом (разд. В7) в настоящее время, кажется, больше не применяется.

По опыту SSW [Л. 6, фиг. 302] величина воздушного зазора может приниматься по уравнению

$$\delta = 0,2 \left( \frac{D}{100} \right)^{3/2} \text{ мм}, \quad (525)$$

если диаметр расточки  $D$  подставляется в *мм*. Это уравнение предполагает, однако, уже известными некоторые данные, как, например, число пар полюсов,  $\lambda$ ,  $\delta''/\delta$ .

**б. Остальное проектирование.** Последовательную машину сначала проектируют и рассчитывают для мощности при синхронной скорости вращения и номинальном моменте. Э. д. с., индуцированная в обмотке ротора основной волной вращающегося поля, будет тогда равна нулю, и мы можем в первом приближении положить э. д. с., индуцированную в обмотке статора,  $E_S \approx 0,95 U$ , где  $U$  — напряжение на зажимах одной фазы. Отсюда по принятой индукции  $B_1$  получается число витков статорной обмотки и при принятом коэффициенте трансформации  $\ddot{u}$  (обычно равно единице) получается



Фиг. 355. Коэффициент полезного действия  $\eta$  последовательных двигателей при синхронной скорости вращения.

по ур. (363) коэффициент трансформации промежуточного трансформатора.

Для выбора обмоток справедливы те же соображения, что и для шунтовых машин со статорным питанием (разд. 2с). По принятому выполнению пазов рассчитывают магнитную характеристику и по падениям напряжений, согласно разд. А10с, рабочие характеристики по разд. В4б. Из э. д. с. статора  $E_S$  получается соответственно возникающая э. д. с. вращающегося поля  $\mathcal{E}_{R_1} = \ddot{u}_k E_S$  между смежными коллекторными пластинами; можно проверить, не оказывается ли она при практически имеющих место скоростях вращения и вращающих моментах недопустимо большой. Если при нижесинхронных скоростях вращения получаются значения, большие, чем примерно 2,5 в, то расчет нужно корректировать.

Увеличением намагничивающего тока промежуточного трансформатора согласно разд. В4с также можно снизить э. д. с. вращающегося поля между смежными коллекторными пластинами при малых скоростях вращения. Но, главным образом, путем искусственного увеличения намагничивающего тока должен быть ограничен верхний предел скорости вращения холостого хода (см. фиг. 270 и 269) и у применяемых в с е х щеток расширен устойчивый режим. Для этого особенно благоприятным является соответствующее насыщение железа трансформатора, влияние которого можно определить путем построения диаграмм напряжений и полных токов по разд. В4с. Встречаются магнитные напряженности в сердечнике вплоть до 22 000 гс.

## 5. Пусковые устройства

Только в том случае, если устройства для регулирования скорости вращения рассчитаны на регулирование вплоть до очень малых скоростей вращения, двигатель может пускаться без недопустимого потребления тока с помощью регулировочного устройства. При кратности регулирования  $n_{\max}/n_{\min} = 3$  скольжение при наименьшей скорости вращения у шунтовой машины с роторным питанием составляет около 0,5, а у машины со статорным питанием около 0,6. Если двигатель при положении регулировочного устройства, которое соответствует этим скольжениям, непосредственно включался бы на сеть, то потребление тока было бы слишком велико.

Поэтому у машин с роторным питанием, э. д. с. вращающегося поля  $\mathcal{E}_{R_1}$  которых не зависит от скорости вращения, при пуске в цепь ротора включается некоторое сопротивление, которое может служить также для дальнейшего снижения скорости вращения. При этом машина теряет, конечно, свои шунтовые свойства, т. е. при разгрузке она стремится к установленной скорости вращения холостого хода.

У шунтовой машины со статорным питанием при практически встречающемся скольжении  $s_u = 0,6$  и при  $\mathcal{E}_{R_1} =$

$= 2,5$  в, получающееся при  $n = 0$  значение  $\mathcal{E}_{R_0} = 2,5/0,6 = 4,17$  в, которое для не очень частых пусков можно считать еще вполне допустимым. Потребление тока при этом могло бы ограничиваться сопротивлением в цепи ротора. Но если наименьшее скольжение меньше 0,6, так что э. д. с. вращающегося поля  $\mathcal{E}_{R_1}$  при неподвижном состоянии значительно больше 4 в, то при частых пусковых процессах следует снижать также напряжение на первичной обмотке, например, путем включения сопротивления в цепь статора. Если же пуск происходит очень быстро и не очень часто, то можно допустить значение для  $\mathcal{E}_{R_0}$  между смежными коллекторными пластинами примерно до 8 в и пускать двигатель лишь посредством включения сопротивлений во вторичную цепь (см. разд. 3d).

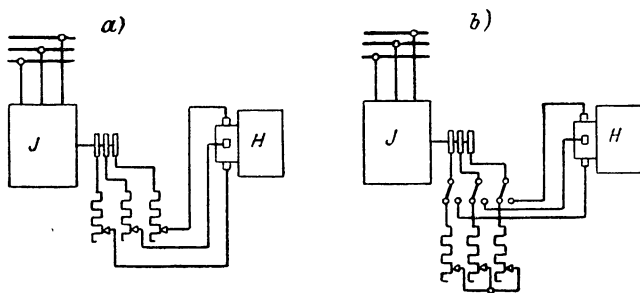
В последовательном двигателе, как и в репульсионном (разд. I D 3с), чтобы сберечь коллектор и щетки, первичный выключатель так соединяется с устройством для перемещения щеток, что двигатель включается в сеть только при таком положении щеток, при котором он надежно пускается.

---



### III. РЕГУЛИРОВОЧНЫЕ АГРЕГАТЫ

Под определением «регулирующие агрегаты» мы будем понимать схемы с асинхронными машинами, у которых роторная обмотка при работе не замыкается накоротко, а включается на токовую цепь некоторой вспомогательной машины. Последняя является коллекторной машиной; она может либо механически сочленяться с асинхронной (главной) машиной, либо устанавливаться механически отдельно от нее (см. разд. D1). Главную машину назы-



Фиг. 356. Пусковые схемы с НМ.

вают также передней, а вспомогательную задней машиной. Так как передняя машина всегда является асинхронной, введем для нее сокращение ИМ (или на рисунках просто J, например, рис. 356), а для задней машины сокращение НМ (или просто Н).

НМ может придавать ИМ свойства, подобные свойствам отдельной многофазной коллекторной машины. Однако путем регулирования НМ могут быть получены желаемые условия работы в более полной мере, чем для отдельной коллекторной машины.

Задачи, которые должны выполнять регулировочные агрегаты, могут быть различного рода. Мы можем различать три группы регулировочных агрегатов: агрегаты для регулирования реактивной мощности (фазокомпенсаторы), для регулирования скорости вращения и для регулирования мощности. Во всех случаях добавочным скольжением машине ИМ могут придаваться компаундные свойства. С регулированием скорости вращения обычно связывается также и компенсация фазы.

Регулировочные агрегаты имеют значение для больших мощностей ИМ (примерно свыше 150 *квт*), для которых отдельная машина оказывается невыполнимой или выполнима только при очень высокой стоимости. В выборе задней машины имеется большая свобода, чем в выборе отдельной машины, так как последняя должна быть рассчитана на частоту сети, а в первом случае коллекторная машина рассчитывается только на частоту скольжения ИМ, в связи с чем получаются лучшие условия для уничтожения искрения.

Для пуска асинхронной машины при некоторых НМ, как они обычно применяются при чистом регулировании реактивной мощности (см. разд. IIIC), пусковое сопротивление может включаться между контактными кольцами ИМ и щетками на коллекторе НМ (фиг. 356, *а*). Если приходится опасаться того, что пусковые токи, недопустимо перегружают НМ, то ИМ должна сперва включаться с помощью переключателя на пусковой реостат и затем после окончания пуска переключаться на НМ (фиг. 356, *б*). В схемах последующих разделов мы, как правило, будем опускать пусковые сопротивления.

## А. ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЕ МАШИНЫ

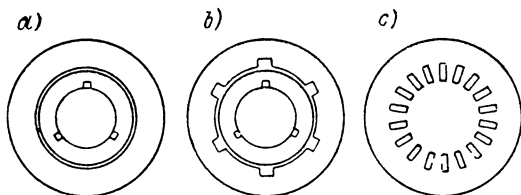
### 1. Фазокомпенсаторы

**а. Фазокомпенсатор с собственным возбуждением.** Если ротор с коллекторной обмоткой, находящийся в необмотанном статоре, мы будем питать через неподвижные щетки многофазными, например, трехфазными токами (фиг. 357, *а*), то возникает вращающееся поле, которое в пространстве, т. е. относительно неподвижных щеток, вращается с синхронной скоростью

$$n_{P_1} = \frac{f_P}{P_P}. \quad (526a)$$

Здесь  $p_P$  есть число пар полюсов обмотки и  $f_P$  — частота тока через щетки. Если ротор извне привести во вращение со скоростью вращения  $n_A$ , то между щетками будет индуцироваться некоторая э. д. с., которая пропорциональна относительной скорости между обмоткой и вращающимся полем, т. е. скольжению

$$s_P = \frac{n_{P_1} - n_A}{n_{P_1}} \quad (526b)$$



Фиг. 357. Фазокомпенсатор с собственным возбуждением: *а*) и *б*) с воздушным зазором; *б*) с коммутационными пазми; *с*) лист железа без воздушного зазора.

обмотки ротора по отношению к ее вращающемуся полю. Частота напряжения на щетках равна частоте токов через щетки.

Если мы представим себе обмотку ротора, включенную благодаря щеткам в треугольник, замененной эквивалентной обмоткой, соединенной звездой (см. разд. IIА4), и обозначим через  $X_{P_0}$  полное реактивное сопротивление одной фазы этой обмотки при неподвижном состоянии и  $f_P$  частоту тока через щетки  $I$ , то в одной фазе эквивалентной обмотки индуцируется э. д. с.

$$\dot{E} = -jXI = -j s_P X_{P_0} I = -j(1 - n_A/n_{P_1}) X_{P_0} I. \quad (526)$$

При этом мы пренебрегаем частью реактивного сопротивления рассеяния, не зависящей от скольжения (см. разд. IIА10е), которая исчезающе мала по сравнению с главным реактивным сопротивлением. Для  $s_P > 0$  э. д. с. отстает по фазе от тока через щетки на четверть периода. Но если мы приведем ротор во вращение с выше-синхронной скоростью, то  $s_P < 0$ , э. д. с. изменит свой знак и будет упреждать ток через щетки по фазе на четверть периода. При выше-синхронной скорости вращения ротор ведет себя, по существу, как конденсатор с падением напряжения

$$(R_P + jX) I = [R_P + j(1 - f_A/f_P) X_{P_0}] I, \quad (527)$$

где  $R_P$  обозначает активное сопротивление (на фазу эквивалентной обмотки, соединенной в звезду) и

$$f_A = p n_A \quad (527a)$$

есть частота вращения.

Если ротор питается вторичным током асинхронной машины (ИМ), то его вращающееся поле вращается в пространстве в соответствии с частотой скольжения

$$f_P = f_2 = s f_1, \quad (528a)$$

где  $f_1$  — частота сети, от которой питается ИМ и  $s$  обозначает скольжение ротора ИМ относительно ее вращающегося поля. Если мы приведем в этом случае реактивное сопротивление коллекторной обмотки при неподвижном состоянии к частоте  $f_1$  и обозначим его через  $X_P$  ( $X_P = X_{P_0}/s$ ), то ур. (527) преобразуется в

$$(R_P + jX) I_2 = [R_P + j(s - v) X_P] I_2, \quad (528)$$

где для сокращения подставлено

$$v = s f_A / f_P = f_A / f_1. \quad (528b)$$

Уже при умеренной скорости вращения ротора с коллектором ( $v \approx 1$ ) получается большое емкостное реактивное сопротивление, которое, как мы увидим в разд. С1, достаточно для того, чтобы взять на себя реактивную мощность возбуждения ИМ (см. также фиг. 87, т. III). Такую машину называют ф а з о к о м п е н с а т о р о м, так как она сдвигает фазу первичного тока ИМ по отношению к на-

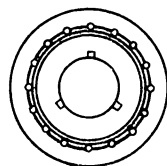
пряжению сети, и фазокомпенсатором с собственным возбуждением, потому что вращающееся поле возбуждается только самими токами через обмотки.

Мы приняли сперва внешнюю часть неподвижной. Так как она здесь служит только для уменьшения сопротивления магнитной цепи, она может также вращаться вместе с ротором. Воздушный зазор между обеими частями может быть даже уничтожен и обмотка располагаться в пазах, окруженных со всех сторон железом (фиг. 357, с).

Для того чтобы уменьшить э. д. с., индуктируемую вращающимся полем в короткозамкнутых секциях, при неподвижной внешней части, в ней делают вырезы в коммутационных зонах (фиг. 357, b), так называемые коммутационные пазы.

Приводной двигатель фазокомпенсатора должен выбираться только для покрытия потерь трения и вентиляции, а также потерь в железе, покрываемых механическим путем, так как в нем никакого вращающего момента не развивается. Последний может образовываться только при исполнении с вырезами в неподвижном статоре (фиг. 357, b) при неточной установке щеток [Л. 312 и 313].

**в. Фазокомпенсатор с самовозбуждением.** Если в пазы статора фазокомпенсатора с собственным возбуждением и неподвижным статором уложить многофазную короткозамкнутую обмотку, например, в виде беличьей клетки, как на фиг. 358, то машина, приведенная извне во вращение и замкнутая на некоторое полное сопротивление, может самовозбуждаться токами, индуктированными остаточным магнетизмом.



Фиг. 358. Фазокомпенсатор с самовозбуждением.

Чтобы определить частоту самовозбужденных токов и скорость вращения привода, предположим, для наглядности, что на статоре расположена трехфазная короткозамкнутая обмотка. Обозначим индексом 1 величины, относящиеся к ротору, индексом 2 величины, относящиеся к статору, и индексом  $a$  величины, относящиеся к внешним сопротивлениям, на которые замкнуты щетки фазокомпенсатора; далее через  $\omega = 2\pi f$  — круговую частоту самовозбужденных токов через щетки ( $I_1$ ) и через  $\omega_A$  — круговую частоту скорости вращения привода ротора. Тогда с сокращением

$$\lambda = \frac{\omega - \omega_A}{\omega} \quad (529)$$

для принимаемых синусоидальными самовозбужденных токов справедливы уравнения:

$$(R_1 + R_a) \dot{I} + j\omega L_a \dot{I}_1 + j\lambda \omega L_1 \dot{I}_1 + j\lambda \omega M \dot{I}_2 = 0, \quad (529a)$$

$$R_2 \dot{I}_2 + j\omega L_2 \dot{I}_2 + j\omega M \dot{I}_1 = 0. \quad (529b)$$

Если мы заменим  $I_2$  в ур. (529b) по ур. (529a) и разделим полученное уравнение на его вещественные и мнимые части, то получим два вещественных уравнения:

$$(R_1 + R_a) R_2 - \omega^2 [L_2 L_a + \lambda (L_1 L_2 - M^2)] = 0; \quad (530a)$$

$$(R_1 + R_a) L_2 + R_2 L_a + \lambda R_2 L_1 = 0. \quad (530b)$$

Из ур. (530b) получим:

$$\lambda = - \frac{(R_1 + R_a) L_2 + R_2 L_a}{R_2 L_1} = - \left( \frac{R_1 + R_a}{L_1} \frac{L_2}{R_2} + \frac{L_a}{L_1} \right), \quad (530)$$

и последнее, будучи подставлено в ур. (530a), даст частоту самовозбужденных токов

$$\omega = \sqrt{\frac{(R_1 + R_a) R_2^2 / L_2}{R_2 L_a - \sigma [(R_1 + R_a) L_2 + R_2 L_a]}} \approx \sqrt{\frac{R_2 (R_1 + R_a)}{L_2 L_a}}, \quad (531)$$

где

$$\sigma = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 L_2} \quad (531a)$$

есть полный коэффициент рассеяния машины и для него приблизительно справедливо  $\sigma \approx 0$ .

Если щетки фазокомпенсатора с самовозбуждением включаются на вторичную обмотку ИМ, то при холостом ходе ИМ частота самовозбужденных токов получается порядка 0,5 гц [Л. 314].

## 2. Последовательная машина Гейланда

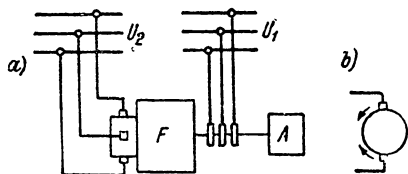
К числу вспомогательных машин, которые находят применение в регулировочных агрегатах, кроме рассмотренных в разд. ПС до Е многофазных машин, принадлежит также предложенная Гейландом последовательная машина с постоянным положением щеток [Л. 317]. Статорная обмотка является трехфазной обмоткой, ширина секций которой равна половине полюсного деления. Если при этом щетки устанавливаются со сдвигом от оси статорной обмотки на фазовый угол  $\alpha = 30^\circ$ , то при последовательном соединении обмоток статора и ротора расположение поля по окружности якоря получается сильно отличающимся от синусоидальной формы, а именно: в коммутационных зонах результирующая индукция имеет такую фазу, а при соответствующем выборе воздушного зазора между статором и ротором и такую величину, что э. д. с. коммутации может в значительной мере компенсироваться без применения добавочных полюсов.

## 3. Преобразователь частоты (FW)

**а. Преобразователь частоты (с независимым возбуждением) без статорной обмотки.** Такой преобразователь частоты отличается от фазокомпенсатора с собственным возбуждением, который также

является преобразователем частоты (разд. 1а), только тем, что от коллекторной обмотки делаются многофазно отводы и подводятся к контактным кольцам. Контактные кольца включаются на неизменное напряжение, так что вращающееся поле практически не зависит от токов через щетки коллектора.

В своей простейшей форме FW (на фигурах — F) с независимым возбуждением представлен на фиг. 359, а. Статор не несет никакой обмотки и может, как и у фазокомпенсатора с собственным возбуждением, вращаться вместе с ротором. Контактные кольца включаются на напряжение сети  $U_1$  с частотой  $f_1$ , которые определяют величину и скорость вращающегося поля относительно вращающейся части FW. Точно так же, как и фазокомпенсатор с собственным возбуждением, FW без статорной обмотки не развивает вращающего момента и должен приводиться во вращение извне посредством специального двигателя (А на фиг. 359, а), который нужно выбирать по потерям трения и вентиляции.



Фиг. 359. FW без статорной обмотки.

Так как коллектор соединен с той же обмоткой, что и контактные кольца, действующее значение напряжения  $U_2$  на вторичной стороне определяется напряжением на контактных кольцах  $U_1$  и, при пренебрежении весьма незначительными падениями напряжения в общей обмотке,  $U_2 \approx U_1$ , если число фаз на коллекторе равно числу контактных колец, как мы это предположили на фиг. 359, а. Частота вторичного напряжения  $U_2$ , напротив, определяется скоростью вращения привода. Относительно вращающейся части FW вращающееся поле имеет скорость вращения

$$n_{F1} = f_1 / p_F, \quad (532a)$$

где  $p_F$  обозначает число пар полюсов FW. Если последний приводится во вращение против направления вращения поля со скоростью  $n_A$ , то относительная скорость вращения по отношению к неподвижным щеткам будет  $n_F = n_{F1} - n_A$ . Если мы обозначим через

$$f_A = p_F n_A \quad (532b)$$

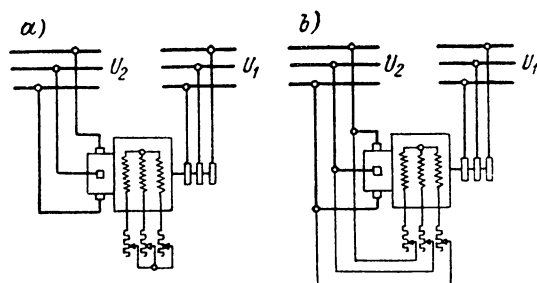
частоту, соответствующую скорости вращения привода, то вторичная частота будет

$$f_F = f_1 - f_A. \quad (532)$$

Таким образом, частота на вторичной стороне может изменяться посредством изменения скорости вращения привода. Чтобы можно было также изменять действующее значение вторичного напряжения  $U_2$ , между первичной сетью и контактными кольцами может включаться регулируемый трансформатор или, для регулирования

вторичного напряжения, на коллекторе могут быть размещены двойные щетки, которые для регулирования напряжения сдвигаются друг относительно друга [Л. 259а], как это указано для одной фазы на фиг. 359, б. Вообще говоря, трансформатор всегда требуется, так как обмотка FW для уничтожения искрения под щетками должна выбираться на сравнительно малое напряжение (около 60 до 70 в). Чтобы сделать ненужным такой трансформатор, можно также разделить первичную обмотку (присоединенную к контактным кольцам) от коллекторной обмотки [Л. 350, стр. 920] или объединить с ней только частично, как мы это видели у одноякорного преобразователя (см. разд. IID1, т. II).

При холостом ходе FW из первичной сети берется только ток холостого хода, состоящий из намагничивающего тока и тока потерь, который соответствует потерям в железе и потерям в корот-



Фиг. 360. FW как самостоятельная машина:  
а) привод в качестве асинхронного двигателя;  
б) в качестве шунтовой машины.

козамкнутых щетками секциях. При нагрузке на вторичной стороне возникают также токи и на первичной стороне (точно так же, как в трансформаторе, разд. D1, т. III) и из первичной сети потребляется геометрическая сумма тока холостого хода и нагрузочного тока.

Потери в обмотках FW должны рассчитываться подобно тому,

как для одноякорного преобразователя (см. разд. IIIA3, т. II). Так как токи через коллектор и токи через контактные кольца внутри обмотки частично противодействуют друг другу, они получаются меньше, чем если бы только один из токов протекал через обмотку. Такие расчеты были выполнены Зейцем [Л. 319] и Вайером [Л. 320]. Так, например, Зейц получил при пренебрежении намагничивающим током для схемы, представленной на фиг. 359, а (первичная и вторичная стороны трехфазные), 0,63 от потерь в меди, которые были бы, если бы по обмотке протекал только первичный или только вторичный ток. При шестифазном включении на первичной стороне (6 контактных колец) и трехфазном включении на вторичной стороне это отношение составляет 0,38 и падает при шестифазном включении обеих сторон до 0,17. Обычно FW выполняется с обеих сторон трехфазным.

б. FW как самостоятельная машина. Если поместить на статоре FW с независимым возбуждением многофазную обмотку, замыкающуюся накоротко, то, как самостоятельная машина, он не нуждается во внешнем приводе. Обмотка, присоединенная к кон-

тактным кольцам, и статорная обмотка ведут себя, как первичная и вторичная обмотки обычного асинхронного двигателя. FW может пускаться через сопротивления в цепи статора (фиг. 360, *a*) и его скорость вращения, а при этом согласно ур. (532) и вторичная частота могут регулироваться также посредством этих сопротивлений. Потери в сопротивлениях будут при этом очень малы, так как вращающий момент, который машина должна развивать в качестве асинхронного двигателя, по сравнению с мощностью FW мал, а именно равен вращающему моменту, соответствующему потерям на трение и вентиляцию FW.

Для регулирования напряжения может также включаться регулируемый трансформатор между первичной сетью и контактными кольцами или на вторичной стороне могут применяться двойные щетки, которые для регулирования напряжения сдвигаются друг относительно друга (см. фиг. 359, *b*). Напряжение и токи на вторичной стороне имеют, как и напряжение и токи статорной обмотки, частоту скольжения и позволяют поэтому двигателям, нормально вращающимся с высокой скоростью, временно работать с очень малыми скоростями вращения. Такие малые скорости вращения бывают нужны, например, при заправке каландров, точной остановке подъемников, загрузке центрифуг.

Самостоятельный FW в противоположность другим асинхронным периодопреобразователям имеет малые размеры, поскольку он должен быть рассчитан только на мощность, которую он отдает на коллектор при малых частотах независимо от первичной частоты сети [Л. 325].

Видоизменение схемы представлено на фиг. 360, *b*. Обмотка статора не замыкается на себя накоротко, а включается на щетки коллектора, так что FW работает, как трехфазная шунтовая машина со статорным питанием. В то время как в схеме по фиг. 360, *a* регулирование частоты ограничено активным сопротивлением статорной обмотки, в схеме фиг. 360 частоту можно регулировать вниз вплоть до нуля.

**с. Компенсированный FW.** Преобразователю частоты, как мы описали его в разд. а, присущи два недостатка.

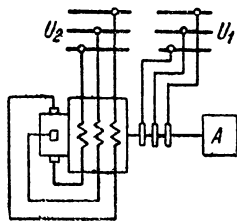
Для улучшения условий работы коллекторной части машины обмотка ротора должна выбираться на малое напряжение, но тогда контактные кольца проводят относительно большой ток и при регулировании напряжения на контактных кольцах посредством предвключенного трансформатора они должны рассчитываться на этот ток. Этот недостаток можно устранить, правда, если разделить коллекторную обмотку и обмотку, присоединенную к контактным кольцам, и выбрать ее на наиболее благоприятное напряжение с точки зрения работы контактных колец и выключателей, но FW тогда будет сложнее, а размеры его больше.

Другим недостатком является неблагоприятное влияние высших гармонических полей на искрение под щетками, которое развивается



особенно сильно, когда по обмоткам протекают токи нагрузки (см. разд. IIА8b).

Чтобы устранить эти недостатки, можно по предложению К о з и ч е к а [Л. 326] поместить на статоре компенсационную обмотку, которая обтекается токами через щетки и в основном уничтожает поля в воздушном зазоре, вызванные этими токами, как мы показали это в разд. IIА8b для трехфазной шунтовой машины. Схема такого FW показана на фиг. 361. Так как магнитное поле, возбужденное токами через щетки, уничтожается компенсационной обмоткой, через контактные кольца протекает только намагничивающий ток, так что контактные кольца и выключатели в их цепи могут рассчитываться примерно на  $1/4$  до  $1/3$  тока нагрузки. Благодаря компенсационной обмотке высшие гармонические поля, вызванные токами нагрузки, в основном уничтожаются, так что определяющим для искрения под щетками будет только поле, вызванное намагничивающим током.



Фиг. 361. Компенсированный преобразователь частоты.

Схема компенсированного FW соответствует схеме шунтового двигателя с роторным питанием (см. разд. IID). Поэтому, в противоположность обычному FW без статорной обмотки, здесь развивается некоторый вращающий момент. Приводной двигатель при этом должен быть рассчитан на активную мощность FW, тогда как первичная сеть должна покрывать его намагничивающую мощность.

К потерям в меди роторной обмотки добавляются еще потери в компенсационной обмотке.

В компенсированном FW на статоре может также дополнительно располагаться многофазная короткозамкнутая обмотка (см. фиг. 360, а) для улучшения коммутации путем демпфирования токов в перекрытых щетками секциях ротора или создания добавочного вращающего момента в машине, который разгружает приводной двигатель.

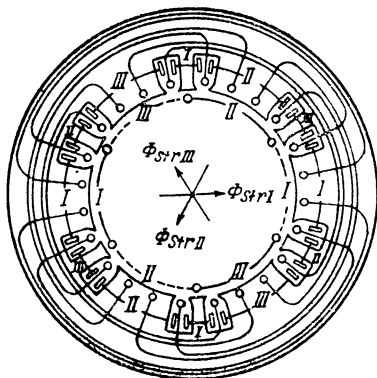
В отношении преобразования напряжения также существует разница между компенсированным и обычным FW. В то время как у последнего напряжение  $U_2$  во вторичной цепи при пренебрежении маленькими падениями напряжения и равенстве числа фаз на обеих сторонах FW равно напряжению на контактных кольцах, полная э. д. с., индуктированная во вторичной цепи, здесь меньше на величину э. д. с., индуктированной в компенсационной обмотке. Последняя пропорциональна относительной скорости вращающегося поля по отношению к статору, т. е. частоте  $f_2$ . Полная э. д. с., индуктированная на вторичной стороне, поэтому будет:

$$E_2 = (1 - s) E_1. \quad (533)$$

Так как машина обычно используется при малых значениях  $s$ , отличие от обычного FW незначительно.

#### 4. Машина без явления вращения поля

**а. Машина с 6р выступами.** Для того чтобы придать многофазной коллекторной машине свойства, которые, по существу, совпадают со свойствами однофазной коллекторной машины, обмотка возбуждения может быть выполнена так, чтобы катушки не перекрывались. На фиг. 362 представлено расположение обмоток такой машины. Роторная обмотка выполняется, как у трехфазной машины, либо с одинарными, либо с двойными щетками и представлена на фиг. 362 результирующей линейной нагрузкой с указанием короткозамкнутых сторон секций, как на фиг. 235, *а* (двухполюсная). При двухполюсной обмотке ротора статор имеет шесть явно выраженных полюсов и такое же количество добавочных полюсов, следовательно, по два отдельных полюса на каждую фазу. В пазах главных полюсов (на фиг. 362, например, два паза на фазный полюс) и пазах между главными и добавочными полюсами находится компенсационная обмотка, которая компенсирует обмотку якоря. Каждый фазный полюс имеет одну навитую на нем обмотку, которая возбуждает ток, который либо находится в фазе с линейной нагрузкой якоря под соответствующим фазным полюсом, как принято на фиг. 362, либо, по мере надобности, сдвинут по фазе. Добавочные полюсы возбуждаются токами через щетки, как указано на фиг. 235, *а*. На фиг. 362 римскими цифрами обозначены фазы токов в отдельных частях обмоток.



Фиг. 362. Машина с 6р явно выраженными полюсами.

Потоки полюсов сдвинуты друг относительно друга во времени на фазовый угол  $2\pi/6$ . Однако они не образуют чисто вращающегося поля, так как катушки возбуждения не перекрываются, и поэтому поле возбуждения не влияет также на поле в коммутационных зонах. Обмотки ротора и компенсационная соединяются последовательно. При полной компенсации э. д. с. покоя, индуцированные потоками полюсов в цепи якоря (состоящей из роторной и компенсационной обмоток) уничтожаются, и в якорной цепи (исключая напряжение рассеяния) остается только э. д. с. вращения, индуцированная потоками полюсов в обмотке ротора точно так же, как и у однофазных коллекторных машин.

Если мы предположим, например, роторную обмотку с двойным щеточным устройством (шестищеточное включение), то по ур. (163), т. I, э. д. с. вращения, индуцированная в цепи якоря между щет-

ками  $I$ , будет:

$$e_A = \pm z \frac{p}{a} n (\varphi_I - \varphi_{II} - \varphi_{III}), \quad (534)$$

где  $p$  обозначает число пар полюсов, для которого намотана роторная обмотка, а  $\varphi$  — поток фазного полюса. Если мы запишем для этих потоков

$$\left. \begin{aligned} \varphi_I &= \Phi_{Str} \sin \omega t; \quad \varphi_{II} = \Phi_{Str} \sin (\omega t + 2\pi/3); \\ \varphi_{III} &= \Phi_{Str} \sin (\omega t + 4\pi/3), \end{aligned} \right\} \quad (534a \text{ до } c)$$

то э. д. с., индуцированная в цепи якоря,

$$e_A = \pm z \frac{p}{a} n \cdot 2\Phi_{Str} \sin \omega t$$

или

$$E_A = z \frac{p}{a} n \cdot \sqrt{2} \Phi_{Str}. \quad (535a \text{ и } b)$$

Она находится в фазе или противофазе с соответствующим потоком фазного полюса.

Сравним эту э. д. с. с э. д. с. машины с вращающимся полем; обмотки ротора и компенсационная включены встречно, т. е.

$$E_A = E_K - E_L = z \frac{p}{a} n_1 (1 - s) \frac{\Phi_1}{\sqrt{2}} = z \frac{p}{a} n \frac{\Phi_1}{\sqrt{2}}. \quad (536)$$

Чтобы у обеих машин в цепи якоря индуцировалась одна и та же э. д. с., согласно ур. (535b) и (536) должно быть

$$\Phi_{Str} = \frac{1}{2} \Phi_1. \quad (537)$$

Здесь

$$\Phi_{Str} = \alpha \frac{\tau}{3} l B_L \quad \text{и} \quad \Phi_1 = \frac{2}{\pi} \tau l B_1, \quad (537a \text{ и } b)$$

где  $\alpha$  обозначает отношение полюсной дуги к полюсному делению фазного полюса ( $\tau/3$ ) и  $B_L$  — амплитуду индукции в воздушном зазоре под полюсом. При  $\Phi_{Str} = \frac{1}{2} \Phi_1$

$$B_L = \frac{3}{\pi \alpha} B_1. \quad (538)$$

Для  $\alpha$ , из-за малого полюсного деления фазного полюса, можно положить как наибольшее 0,6, при этом  $B_L = 1,59 B_1$ . Таким образом, чтобы получить ту же э. д. с. в цепи якоря, наибольшее значение индукции должно выбираться значительно большим, чем для машины с вращающимся полем. Это означает значительно худшее использование машины с вновыраженными полюсами по сравнению с машиной с вращающимся полем.

Э. д. с. покоя  $\mathcal{E}_R$ , которая индуцируется в перекрытых щетками витках ротора, получается:

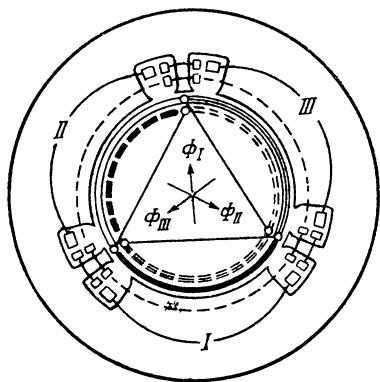
$$\mathcal{E}_R = \sqrt{2} \pi f |\dot{\Phi}_I - \dot{\Phi}_{II} - \dot{\Phi}_{III}| = 2 \sqrt{2} \pi f \Phi_{Str} \quad (539a)$$

и, как у однофазных коллекторных машин, имеет частоту сети. Для машины с вращающимся полем э. д. с., индуцированная в перекрытых щетками витках ротора, будет:

$$\mathcal{E}_R = \sqrt{2} \pi s f \Phi_1. \quad (539b)$$

В противоположность машине с явновыраженными полюсами, она имеет частоту скольжения. При одинаковой э. д. с. в цепи якоря у машины с явновыраженными полюсами по ур. (537) и (539a) э. д. с.  $\mathcal{E}_R$  получается та же, что и при неподвижном состоянии ( $s = 1$ ) машины с вращающимся полем. Эта э. д. с. отстает по фазе от соответствующего потока полюса на четверть периода и у машины с явновыраженными полюсами может более или менее полно компенсироваться теми же средствами, что и у однофазных машин (разд. IА8)

Практического значения как самостоятельные машины многофазные машины с явновыраженными полюсами не получили, поскольку они имеют значительно худшее использование, чем машины с вращающимся полем. Однако они часто применяются в качестве вспомогательных машин для регулировочных агрегатов.



Фиг. 363. Машина Шербиуса (с 3р полюсами).

**б) Машина Лидаля и Шербиуса.** Использование машины по фиг. 362 можно несколько улучшить, если убрать по одному из добавочных полюсов одной фазы, так что останется только три добавочных полюса; многого этим, правда, не достигается. Несколько лучшие условия проектирования получаются, если машина выполняется только с тремя фазными полюсами и с роторной обмоткой по разд. IIA2с с шириной секции, равной  $\frac{2}{3}$  полюсного деления обыкновенной двухполюсной машины. Эта машина была предложена еще в 1905 г. Л и д а л е м (Братья Сименс) [Л. 327] и позднее усовершенствована Ш е р б и у с о м в качестве возбудителя для трехфазных регулировочных агрегатов.

На фиг. 363 представлена такая машина с о д н и м «комплексом полюсов», т. е. с тремя фазными полюсами, соответствующая двухполюсной трехфазной машине. В обмотке ротора линейные нагрузки в верхнем и нижнем слое представлены различным видом линий, и стороны короткозамкнутых секций указаны кружками,

как на фиг. 212, откуда должно быть понятно положение щеток. Результирующая линейная нагрузка при этом получается по фиг. 212 в фазе с каждым из токов через щетки. Обмотка ротора компенсируется посредством обмотки на статоре, результирующая линейная нагрузка которой указана штриховыми дугами окружности. Выполнение этой компенсационной обмотки описано в разд. IIА2с и g. На каждом главном полюсе находится по одной обмотке возбуждения, полные токи которых определяют величины и фазы потоков полюсов.

Эти три потока полюсов (на фиг. 363 обозначены через  $\Phi_I$ ,  $\Phi_{II}$ ,  $\Phi_{III}$ ) по фазе сдвинуты друг относительно друга на  $2\pi/3$ , так что их сумма в любой момент времени равна нулю. При полной компенсации роторной обмотки в цепи тока, образованной встречным включением роторной и компенсационной обмоток, э. д. с. покоя, индуктированные потоками полюсов, уничтожаются и остается, как и в машине фиг. 362, только э. д. с. вращения в обмотке ротора. При расчете этой э. д. с. в одной фазе ротора, мы должны обратить внимание, что эта фаза обмотки (например, фаза с толстыми сплошными и штриховыми линиями линейных нагрузок на фиг. 363) индуцируется в верхнем слое потоком  $\Phi_I$  и в нижнем слое потоком  $\Phi_{II}$ . Мы получаем поэтому э. д. с. вращения, индуктированную в этой фазе обмотки ротора, по ур. (163), т. I, как

$$E_L = \frac{zp}{a} n \left| \frac{\dot{\Phi}_I - \dot{\Phi}_{II}}{2\sqrt{2}} \right| = \frac{zp}{a} n \cdot \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} \Phi_{Str}, \quad (540a)$$

(см. фиг. 363, a). Так как обмотка ротора щетками соединяется в треугольник, для эквивалентной обмотки, соединенной в звезду, которая должна мыслиться включенной последовательно с компенсационной обмоткой, имеет место только  $1/\sqrt{3}$  э. д. с. фазы ротора; следовательно,

$$E_A = \frac{1}{\sqrt{3}} E_L = \frac{zp}{a} n \cdot \frac{\Phi_{Str}}{2\sqrt{2}}, \quad (540)$$

и  $E_A$ , как и у машины с 6р выступами, находится в фазе или в противофазе с потоком полюса  $\Phi_{Str}$ .

Если мы хотим сопоставить эту э. д. с. с э. д. с. машины с вращающимся полем, то мы должны предположить для этого одинарное щеточное устройство, как у машины Шербиуса. Э. д. с., индуктированная в одной фазе обмотки, для машины с вращающимся полем будет тогда

$$E_L = \frac{zp}{a} sn_1 \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\Phi_1}{\sqrt{2}}, \quad (541a)$$

и э. д. с. в цепи якоря, образованной одной фазой компенсационной обмотки и фазой, соединенной в звезду, «эквивалентной роторной

обмотки» (см. разд. II A4),

$$E_A = E_K - E_L / \sqrt{3} = \frac{zp}{a} n \cdot \frac{\Phi_1}{2 \sqrt{2}}. \quad (541)$$

Чтобы э. д. с. в цепи якоря обеих машин были равны друг другу, согласно ур. (540) и (541) должно быть:

$$\Phi_{Str} = \Phi_1. \quad (542)$$

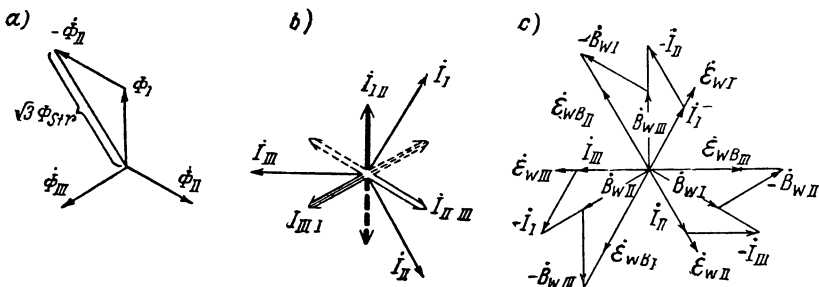
Здесь

$$\Phi_{Str} = a \frac{2\tau}{3} l B_L \quad \text{и} \quad \Phi_1 = \frac{2}{\pi} \tau l B_1, \quad (543a \text{ и } b)$$

т. е., с учетом ур. (542),

$$B_L = \frac{3}{\pi a} B_1, \quad (543)$$

как и у машины по фиг. 362. Но  $a$  здесь может выбираться больше, поскольку полюсное деление фазного полюса оказывается вдвое больше, чем у машины по фиг. 362.



Фиг. 363. а) Потоки полюсов; б) токи; в) э. д. с.  $\dot{\mathcal{E}}_{WB}$  для компенсации  $\dot{\mathcal{E}}_W$ , индукции коммутирующих полей  $\dot{B}_W$ , и возбуждение их токами через щетки  $I$ .

Обратимся теперь к секциям ротора, перекрытым щетками. Рассмотрим сперва э. д. с. коммутации и коммутирующее поле, возбужденное для ее компенсации. Ограничимся сначала секцией ротора  $I$ , перекрытой щеткой  $I$ , т. е. секцией на фиг. 363 (см. также фиг. 211, а до с и 212), одна сторона которой лежит в нижнем слое слева, а другая в верхнем слое справа и соединительная линия которой проходит горизонтально. На векторной диаграмме фиг. 363, б, представлены токи в фазах роторной обмотки и щетках ( $I_I$ ,  $I_{II}$ ,  $I_{III}$ ). Если мы предположим вращение ротора по часовой стрелке, то ток в нижнем слое меняется от  $-I_{III I}$  до  $-I_{II I}$  и в верхнем слое от  $I_{III I}$  до  $I_{II I}$ . В нижнем слое, таким образом, изменение тока будет:

$$\Delta I_u = -I_{II I} + I_{III I} = -I_I \quad (544a)$$

и в верхнем слое

$$\Delta I_0 = I_{II I} - I_{III I} = +I_I. \quad (544b)$$

Если мы обозначим через  $L_{Nu}$  и  $L_{No}$  индуктивности пазового рассеяния сторон секций в обоих слоях и через  $L_S$  индуктивность рассеяния лобовых соединений секции, то при прямолинейной коммутации (см. например, ур. (615 а), т. I) часть э. д. с. коммутации  $\dot{\mathcal{E}}_w$ , которая вызвана собственными токами рассматриваемой секции, будет:

$$\dot{\mathcal{E}}_{we} = - \frac{\Delta i_u L_{Nu} - \Delta i_o L_{No}}{aT} - L_S \frac{\Delta i_u}{aT} = \frac{L_{Nu} + L_{No} + L_S}{T} \cdot \frac{i_I}{a}. \quad (544)$$

Но в тех же пазах лежат еще стороны секций, которые перекрываются другими щетками. В стороне секции, лежащей над нижним слоем, изменение тока будет:

$$\Delta i_{uo} = i_{II\ III} - i_{I\ II} = i_{II}, \quad (545a)$$

а в стороне чужой секции, лежащей под верхним слоем, оно будет

$$\Delta i_{ou} = -i_{III\ I} + i_{II\ III} = -i_{III}. \quad (545b)$$

Э. д. с., вызванная этими изменениями токов, в рассматриваемой секции  $I$  будет:

$$\dot{\mathcal{E}}_{wg} = -L_{Ng} \frac{\Delta i_{uo} - \Delta i_{ou}}{aT} = L_{Ng} \frac{-i_{II} - i_{III}}{aT} = \frac{L_{Ng}}{T} \frac{i_I}{a}. \quad (545)$$

Результирующая э. д. с. коммутации в секции  $I$

$$\dot{\mathcal{E}}_w = \dot{\mathcal{E}}_{we} + \dot{\mathcal{E}}_{wg} = \frac{L}{T} \frac{i_I}{a}, \quad (546)$$

где

$$L = L_{Nu} + L_{No} + L_{Ng} + L_S. \quad (546a)$$

Таким образом, она находится в фазе с током через щетку  $i_I$ . Соответствующие рассуждения справедливы также для секций, перекрытых щетками  $II$  и  $III$ .

$L_N$  можно рассчитывать по разд. IIIB8, т. I, особенно по ур. (617b) и табл. 19, а  $L_S$  по ур. (634), т. I.

Для определения фаз коммутирующих полей, которые должны компенсировать э. д. с. коммутации в перекрытых щетками секциях ротора в этом положении, мы должны принять во внимание, что каждая секция находится всегда под влиянием двух коммутирующих полей. Разность коммутирующих полей рассматриваемой секции должна быть в противофазе с э. д. с. коммутации  $\dot{\mathcal{E}}_w$ , т. е. с соответствующим током через щетку. Если мы обозначим добавочные полюсы, лежащие против короткозамкнутых секций, теми же римскими цифрами, что и секции, то разность  $\dot{B}_{wII} - \dot{B}_{wIII}$  должна быть в фазе с  $\dot{\mathcal{E}}_{wBI}$ ,  $\dot{B}_{wIII} - \dot{B}_{wI}$  — в фазе с  $\dot{\mathcal{E}}_{wBII}$  и  $\dot{B}_{wI} - \dot{B}_{wII}$  — в фазе с  $\dot{\mathcal{E}}_{wBIII}$ . При этом получают фазы индукций добавочных полюсов по фиг. 363, с. Как можно видеть также из фиг. 363, с, они могут быть возбуждены двумя обмотками на добавочных полю-

сах с одинаковым числом витков, которые обтекаются токами чужих фаз.

Кроме э. д. с. коммутации, в каждом короткозамкнутом витке ротора возникает еще э. д. с. покоя

$$\dot{\mathcal{E}}_R = -j\sqrt{2}\pi f\dot{\Phi}_{Str}, \quad (547)$$

которую индуцирует поток соответствующего полюса. Потоки других полюсов на этот виток не влияют, как это можно видеть из фиг. 363. Так как при той же э. д. с. в цепи якоря по ур. (542)  $\Phi_{Str} = \Phi_1$ ,  $\mathcal{E}_R$  равна э. д. с. вращающегося поля машины с вращающимся полем при неподвижном состоянии. У машины Шербиуса  $\mathcal{E}_R$  при всех скоростях вращения имеет частоту сети и, как и у однофазной машины, может в большей или меньшей степени компенсироваться.

При расчете и включении обмоток добавочных полюсов для компенсации  $\dot{\mathcal{E}}_R$  необходимо опять принять во внимание, что на каждую короткозамкнутую секцию оказывают влияние два коммутирующих поля различных фаз. Путем наложения фаз для возбуждения коммутирующего поля в распоряжении имеются любые фазы напряжений и токов. Допустимое значение  $\mathcal{E}_R$ , как и у однофазной машины, определяет поток на полюс и при этом число комплектов полюсов.

Расчет магнитных характеристик может быть сведен к расчету симметричного трехфазного стержневого трансформатора. Если мы пренебрежем магнитным сопротивлением ярма и сердечника якоря, то магнитная цепь получается принципиально такой же, как у этого трансформатора с длиной ярма  $L_J = 0$  (см. фиг. 8, т. III). В зависимости от схемы обмоток возбуждения, ее следует рассчитывать по разд. А2а или б, т. III, причем магнитодвижущая сила между точками магнитного сопряжения составляется из  $V_L + V_{Zs} + V_{Zl} + V_K$ , которые должны рассчитываться, как для машины постоянного тока. Если желательно учесть влияние ярма и сердечника якоря, то можно заменить эти участки, соединенные треугольником, соответствующим соединением звездой со в  $\sqrt{3}$  раз большим поперечным сечением ярма и соответственно сердечника якоря и с  $1/\sqrt{3}$  раз меньшими длинами, и полученные таким образом участки ярма рассматривать, как и у симметричного стержневого трансформатора, с участками ярма, соединенными звездой (фиг. 8, т. III).

Трехфазные машины с явновыраженными полюсами по нашим соображениям ведут себя точно так же, как и однофазные коллекторные машины. Они могут поэтому также заменяться тремя соединенными в звезду (или в треугольник) однофазными машинами (см. также [Л. 404]). Указанные в разд. IЕ схемы для однофазных шунтовых машин принципиально могут быть перенесены и на многофазные машины с явновыраженными полюсами.



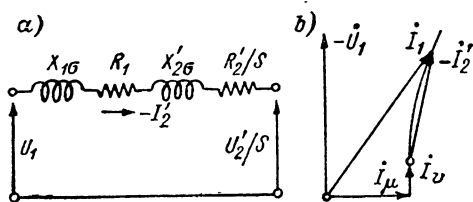
## В. ГЕОМЕТРИЧЕСКИЕ МЕСТА ТОКОВ ИМ

Так как свойства ИМ очень наглядно представляются посредством геометрических мест токов, потребляемых ИМ из сети, мы предположим описание отдельных регулировочных агрегатов рассмотрение геометрических мест и влияния на них напряжения на зажимах ИМ.

### 1. Эквивалентная схема

В разд. В3 и 4, т. IV, мы видели, что свойства ИМ с достаточной точностью могут быть представлены свойствами упрощенной эквивалентной схемы на фиг. 17, б, т. IV.

В упрощенной эквивалентной схеме мы пренебрегали зависимостью намагничивающего тока  $I_\mu$  и тока потерь  $I_v$ , соответствующего потерями в железе от



Фиг. 364. а) Упрощенная эквивалентная схема ИМ с НМ; б) геометрическое место  $I_1$ .

э. д. с.  $E_1$ , индуцированной в первичной обмотке потоком в воздушном зазоре. Мы принимали намагничивающий ток  $I_\mu \approx \approx jU_1/(X_{1h} + X_{1σ})$  и ток потерь  $I_v$  неизменными. Тогда мы могли рассматривать отдельно вторичный ток  $I_2'$ , приведенный к первичной обмотке, и затем уже вводить намагничивающий ток  $I_\mu$  и ток потерь  $I_v$  (фиг. 364, б).

Для больших асинхронных машин, которые применяются в регулировочных агрегатах, это упрощающее допущение для эквивалентной схемы тем более обосновано, поскольку первичное сопротивление  $R_1$  с увеличением машины падает. Поэтому за основу мы примем здесь упрощенную эквивалентную схему. Мы могли бы несколько уменьшить ошибки, возникающие из-за наших упрощающих допущений, как было показано в разд. В3б, т. IV, тем, что вместо  $U_1$  положили бы напряжение равным  $U_1 - X_{1σ}I_\mu$ , однако ради простоты здесь желательно отказаться от этого уточнения. Тогда для принятого отрицательным и приведенного к первичной обмотке тока  $I_2'$  получается эквивалентная схема, представленная на фиг. 364, а. Она отличается от схемы, приведенной на фиг. 17, б, т. IV, тем, что здесь вводится еще напряжение  $U_2'/s$ ;  $U_2'$  представляет собой приведенное к первичной обмотке напряжение на контактных кольцах ИМ. Здесь  $U_2' = U_2 \omega_1 \xi_1 / \omega_2 \xi_2$ , где индекс 1 относится к первичной обмотке, а индекс 2 ко вторичной обмотке ИМ.

Для того случая, когда напряжение  $U_2$  пропорционально току  $I_2$ , мы его уже учитывали в разд. В2б, т. IV, и обозначали там через  $U_a$ . На фиг. 364, а сопротивления  $X_{1h} + X_{1σ}$  и  $r$  (фиг. 17, б, т. IV) опущены, так как мы ограничиваемся определением только тока  $-I_2'$ . Мы изображаем ток, принимая его отрицательным, (т. е.  $-I_2'$ ),

потому что тогда отнесенные к  $\dot{U}_1$  активные составляющие —  $\dot{I}'_2$  и  $\dot{I}'_1 - \dot{I}'_v$  равны и одинаково направлены.

## 2. Геометрическое место тока — $\dot{I}'_2$

Согласно эквивалентной схеме фиг. 364, а мы получаем уравнение напряжений для ИМ:

$$\dot{U}_1 - \dot{U}'_2/s = [R_1 + R'_2/s + j(X_{1\sigma} + X'_{2\sigma})] \dot{I}'_2 \quad (548a)$$

или, умножая на  $s$ ,

$$s\dot{U}_1 - \dot{U}'_2 = \{R'_2 + s[R_1 + j(X_{1\sigma} + X'_{2\sigma})]\} \dot{I}'_2. \quad (548b)$$

Закон, которому следует напряжение  $\dot{U}'_2$ , определяется свойствами ИМ. В следующих подразделах мы рассмотрим два случая для закона изменения напряжения ИМ.

**а. Скорость вращения ИМ не зависит от скольжения ИМ.** Во многих практически важных случаях напряжение  $\dot{U}'_2$  может иметь как постоянную ( $\dot{U}'_{2c}$ ), так и зависящую от тока  $\dot{I}'_2$  составляющую напряжения ( $\dot{U}'_{2v}$ ):

$$\dot{U}'_2 = \dot{U}'_{2c} + \dot{U}'_{2v}. \quad (549)$$

Разложим  $\dot{U}'_{2c}$  на составляющие относительно  $\dot{U}_1$  и запишем, соответственно напряжению  $\dot{U}'_{20}$ , у отдельной шунтовой машины [ур. (402)]:

$$\dot{U}'_{2c} = (\omega - jb) \dot{U}_1. \quad (549a)$$

Далее, разложим  $\dot{U}'_{2v}$  на его составляющие по отношению к току  $\dot{I}'_2$ :

$$\dot{U}'_{2v} = (K'_w + jK'_b + jsK'_{bs}) \dot{I}'_2. \quad (549b)$$

В последнем уравнении  $K'_w$ ,  $K'_b$ ,  $K'_{bs}$  суть величины сопротивлений, которые, хотя путем умножения на  $\dot{I}'_2$  и дают составляющие  $\dot{U}'_{2v}$ , однако не определяются только активными и реактивными сопротивлениями в обмотках ИМ, а прежде всего могут вызываться э. д. с., которые индуктируются во вращающейся ИМ. Они могут быть в зависимости от применяемой ИМ и ее включения положительными или отрицательными. С учетом ур. (549a и b) мы можем записать ур. (548b):

$$(s - \omega + jb) \dot{U}_1 = \{(R'_2 + K'_w) + jK'_b + s[R_1 + j(X_{1\sigma} + X'_{2\sigma} + K'_{bs})]\} \dot{I}'_2. \quad (550A)$$

Если мы отнесем в с е величины сопротивлений к главному реактивному сопротивлению  $X_{1h}$  первичной обмотки ИМ, то получим при отношениях сопротивлений:

$$r_1 = \frac{R_1}{X_{1h}}; \quad r_2 = \frac{R'_2}{X_{1h}}; \quad \sigma_1 = \frac{X_{1\sigma}}{X_{1h}}; \quad \sigma_2 = \frac{X'_{2\sigma}}{X_{1h}}; \quad (550a \text{ до } d)$$

$$k_w = \frac{K'_w}{X_{1h}}; \quad k_b = \frac{K'_b}{X_{1h}}; \quad k_{bs} = \frac{K'_{bs}}{X_{1h}} \quad (550e \text{ до } g)$$

$$-I'_2 = -\frac{-\omega + jb + s}{(r_2 + k_w) + jk_b + s[r_1 + j(\sigma_1 + \sigma_2 + k_{bs})]} \cdot \frac{U_1}{X_{1h}}. \quad (551 A)$$

Величиной  $\omega$  определяется скольжение и при этом скорость вращения ИМ уже при холостом ходе, причем положительным значениям соответствуют нижесинхронные, а отрицательным вышесинхронные скорости вращения холостого хода, и благодаря  $b$  ток ротора получает некоторую постоянную составляющую реактивного намагничивающего тока, посредством которой первичная сеть при холостом ходе может разгружаться от реактивных намагничивающих токов. Положительное значение  $k_w$  увеличивает активное сопротивление обмотки ротора (увеличение скольжения при нагрузке); посредством отрицательного значения  $k_{bs}$  можно уменьшить или компенсировать реактивное сопротивление рассеяния ИМ, и отрицательное значение  $k_b$  ведет себя, как некоторая емкость, включенная в цепь ротора ИМ.

Согласно разд. I2с, т. II, геометрическим местом тока  $-I'_2$  при постоянных значениях отношений сопротивлений является круг, который при  $b = 0$  проходит через точку начала  $-I_2$ . При  $k_{bs} = 0$  все круги имеют точку  $s = \infty$ , общую с точкой  $s = \infty$  круга  $K_0$ , соответствующего  $U'_2 = 0$ .

Если мы отложим вектор напряжения  $U_1$  в направлении отрицательных ординат, то должны умножить правую часть ур. (551A) на  $-j$ , чтобы иметь возможность рассчитать координаты центра и радиус  $R$  круга по ур. (37а до с), т. II. При этом получим:

$$x_m = \frac{(r_2 + k_w) + \omega r_1 - b(\sigma_1 + \sigma_2 + k_{bs})}{2[(r_2 + k_w)(\sigma_1 + \sigma_2 + k_{bs}) - k_b r_1]} \cdot \frac{U_1}{X_{1h}}; \quad (551a)$$

$$y_m = -\frac{k_b + \omega[(\sigma_1 + \sigma_2 + k_{bs}) + b r_1]}{2[(r_2 + k_w)(\sigma_1 + \sigma_2 + k_{bs}) - k_b r_1]} \cdot \frac{U_1}{X_{1h}}; \quad (551b)$$

$$R^2 = x_m^2 + y_m^2 + \frac{b}{(r_2 + k_w)(\sigma_1 + \sigma_2 + k_{bs}) - k_b r_1} \cdot \left(\frac{U_1}{X_{1h}}\right)^2. \quad (551c)$$

Обычно часть составляющих  $U'_2$  равна нулю. В последующих разделах мы остановимся на различных частных случаях и соответствующих положениях окружностей и покажем, как могут быть получены отдельные составляющие  $U'_2$ .

**б.  $U'_2$  зависит от скорости вращения ИМ.** Напряжение на зажимах НМ не всегда может быть представлено с помощью подстановки по ур. (549) с ур. (549а и б). Если, например, НМ приводится во вращение не с постоянной скоростью, а со скоростью вращения, пропорциональной скорости вращения ИМ, как при непосредственном сочленении НМ и ИМ, то  $U'_2$  будет пропорционально относительной скорости вращения  $1 - s$  машины ИМ. Если мы запишем в этом случае

$$U'_{2c} = (1 - s)(\omega - jb)U_1; \quad (552a)$$

$$U'_{2v} = (1 - s)(K'_w + jK'_b + jsK'_{bs})I'_2, \quad (552b)$$

то получим с отношениями сопротивлений по ур. (550а до g)

$$-I_2' = - \frac{-w + jb + s[(1+w) - jb]}{(r_2 + k_w) + jk_b + s[(r_1 - k_w) + j(\sigma_1 + \sigma_2 - k_b + k_{bs})] - js^2 k_{bs}} \times \frac{U_1}{X_{1h}}. \quad (553B)$$

Геометрические места  $-I_2'$  имеют с окружностью  $K_0$ , которая соответствует  $U_2' = U_{2c}' + U_{2v}' = 0$ , общую точку  $s = 1$ , так как если в ур. (553B) мы положим  $s = 1$ , то значения  $w$ ,  $b$ ,  $k_w$ ,  $k_b$  и  $k_{bs}$  пропадают. При постоянных отношениях сопротивлений геометрические места являются только тогда окружностями, если  $k_{bs} = 0$ ; при  $b = 0$  они еще пересекают при  $s = w/(1+w)$  точку  $s = 0$  на окружности  $K_0$ . Параметры этих окружностей получаются:

$$x_m = \frac{(r_2 + k_w) + w(r_1 + r_2) - b(\sigma_1 + \sigma_2)}{2[(r_2 + k_w)(\sigma_1 + \sigma_2) - k_b(r_1 + r_2)]} \cdot \frac{U_1}{X_{1h}}; \quad (553a)$$

$$y_m = - \frac{k_b + w(\sigma_1 + \sigma_2) + b(r_1 + r_2)}{2[(r_2 + k_w)(\sigma_1 + \sigma_2) - k_b(r_1 + r_2)]} \cdot \frac{U_1}{X_{1h}}; \quad (553b)$$

$$R^2 = x_m^2 + y_m^2 + \frac{b}{(r_2 + k_w)(\sigma_1 + \sigma_2) - k_b(r_1 + r_2)} \cdot \left(\frac{U_1}{X_{1h}}\right)^2. \quad (553c)$$

К этим уравнениям мы вернемся также в последующих разделах.

## С. ИМ С НМ, ДАЮЩИМИ РЕАКТИВНЫЙ ТОК

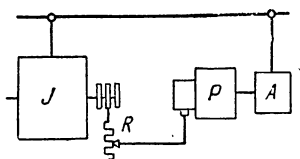
### 1. НМ, зависящие от тока ротора ИМ

**а. Фазокомпенсатор с собственным возбуждением в качестве НМ.**  
В схеме по фиг. 365 фазокомпенсатор **Р** с собственным возбуждением приводится во вращение от вспомогательного двигателя с постоянной скоростью вращения  $n_A$ , т. е. в ур. (528)  $v = \text{const}$ . Активное сопротивление  $R$  служит для пуска ИМ и при работе отключается или замыкается накоротко.

Чтобы нагляднее пояснить действие фазокомпенсатора, дающего реактивный ток, мы рассмотрим сперва вторичную цепь ИМ. При этом в качестве примера мы предположим  $(R_2' + R_P)/X_{1h} = r_2 + r_P = 0,008$  и  $X_{2s}'/X_{1h} = \sigma_2 = 0,05$ ;  $X_{2s}'/(R_2 + R_P) = 0,05/0,008 = 6,25$ .

Пусть фиг. 365, *a* представляет собой диаграмму напряжений при номинальном моменте и двигательном режиме ИМ, когда фазокомпенсатор отключен, но в цепь ротора ИМ включено некоторое добавочное сопротивление, равное активному сопротивлению  $R_P$  фазокомпенсатора. При скольжении ИМ, равном  $s_N = 0,024$  на фиг. 365, *a* будет:  $sX_{2s}'I_2/(R_2 + R_P)I_2 = 0,024 \cdot 6,25 = 0,15$ . Благодаря сопротивлению  $R_P$  скольжение ИМ, возникающее при коротком замыкании контактных колец, увеличивается в отношении  $(R_2 + R_P)/R_2$ . Под влиянием реактивного сопротивления фазокомпенсатора  $X = (s - v)X_P$  [см. ур. (528)], которое при  $v > s$  отрицательно,

ток  $I_2$  получает опережение по отношению своей фазы на фиг. 365, а. Это опережение будет тем больше, чем больше  $X_p$  и  $v-s$ . Для того случая, когда активная составляющая  $I_2$ , отнесенная к  $E_2$ , остается той же, что и на фиг. 365, а (т. е. при том же вращающем моменте), на фиг. 365, б представлена диаграмма напряжений при включенном

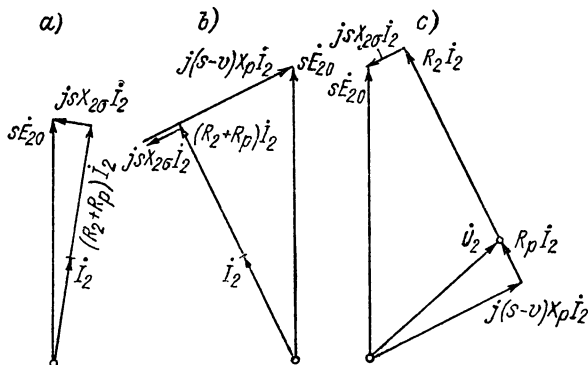


Фиг. 365. IM с фазокомпенсатором Р с собственным возбуждением.

фазокомпенсаторе. Как видно из диаграммы, скольжение IM, благодаря  $j(s-v)X_p I_2$ , еще несколько увеличится.

На фиг. 365, с диаграмма напряжений построена еще в другой форме, чтобы показать напряжение  $U_2$  на контактных кольцах IM. Для IM тогда  $U_2 + R_2 I_2 + jsX_{2\sigma} I_2 = sE_2$ , а для фазокомпенсатора  $R_p I_2 + j(s-v)X_p I_2 = U_2$ , если мы примем для тока в фазокомпенсаторе направление, противоположное направлению тока во вторичной обмотке IM.

Свойства IM с фазокомпенсатором мы можем полностью выяснить из геометрического места первичного тока. Падение напряжения в фазокомпенсаторе определяется ур. (528). Если мы приведем все



Фиг. 365. Векторные диаграммы для вторичной цепи IM; а) без фазокомпенсатора, б) и в) с фазокомпенсатором Р.

величины переменных токов вторичной цепи к первичной цепи в соответствии с коэффициентом трансформации  $\xi_1 \omega_1 / \xi_2 \omega_2$  и обозначим их обычным образом посредством штриха, то получим:

$$\dot{U}'_2 = (R'_p - jvX_p + jsX_p) \dot{I}'_2. \quad (554)$$

Таким образом, в ур. (549) и (549а и б)  $\omega = b = 0$ ,  $K'_w = R'_p$ ,  $K_b = -vX'_p$ ,  $K'_{bs} = X'_p$ . Если мы опять разделим все сопротивления на  $X_{1h}$  машины IM и обозначим их соответствующими маленькими буквами без штриха [см. ур. (550а до г)], то получим по ур. (551А) для принятого отрицательным и приведенного к первич-

ной обмотке вторичного тока ( $\omega = b = 0$ ,  $k_w = r_P$ ,  $k_b = -ux_P$ ,  $k_{bs} = x_P$ )

$$-I'_2 = -\frac{s}{r_2 + r_P - jvux_P + s[r_1 + j(\sigma_1 + \sigma_2 + x_P)]} \cdot \frac{U_1}{X_{1h}}. \quad (555)$$

Геометрическим местом этого тока является окружность со скольжением  $s$  в качестве параметра, координаты которой получаются по ур. (551а до с) как

$$x_m = (r_2 + r_P) U_1 / N; \quad y_m = vx_P U_1 / N; \quad R^2 = x_m^2 + y_m^2, \quad (556а до с)$$

где

$$N = 2[(r_2 + r_P)(\sigma_1 + \sigma_2 + x_P) + vx_P r_1] X_{1h}. \quad (556d)$$

Так как  $R^2 = x_m^2 + y_m^2$ , то для всех значений  $x_P$  окружности проходят через точку начала ( $O$  на фиг. 366, а) вектора  $-I'_2$ .

При  $x_P = 0$  мы получаем геометрическое место  $-I'_2$ , когда фазокомпенсатор отключен, но в цепь ротора включено еще активное сопротивление, которое равно активному сопротивлению фазокомпенсатора. При  $\sigma_1 = \sigma_2 = 0,05$ ,  $r_1 = 0,006$  и  $r_2 + r_P = 0,008$  (как на фиг. 365, а), мы получаем для  $x_P = 0$  координаты окружности как  $x_{m0} = 5U_1/X_{1h}$ ,  $y_{m0} = 0$ ,  $R = 5U_1/X_{1h}$ . Этот круг, с которым мы будем сравнивать окружности, получающиеся при различных  $x_P$ , обозначен на фиг. 366, а через  $K_0$ .

Окружности при подключенном фазокомпенсаторе имеют с окружностью  $K_0$ , кроме начальной точки  $-I'_2 = 0$ , еще вторую общую точку, которая получается, когда в ур. (555) исчезают члены с  $x_P$ . Это будет иметь место, когда скольжение

$$s = v. \quad (557)$$

Согласно ур. (528b)  $v$  есть отношение частоты вращения  $f_A$  к частоте сети  $f_1$ . Если приводным двигателем является асинхронный двигатель с (постоянным) скольжением  $s_A$  и он питается от той же сети, что и главный двигатель, то, с учетом ур. (527а) и

$$n_A = n_{A1}(1 - s_A) = (1 - s_A) \frac{f_1}{p_A}, \quad v = \frac{f_A}{f_1} = \frac{p_P}{p_A}(1 - s_A). \quad (557а и б)$$

Если приводной двигатель является синхронным двигателем, то  $s_A = 0$ . В этом случае при  $p_P = p_A$  все окружности проходят через точку  $s = 1$ . Практически это имеет место и тогда, когда приводным двигателем является асинхронный двигатель, так как  $s_A$  мало по сравнению с единицей. С возрастанием  $v$  точка пересечения кругов перемещается к точке  $s = \infty$ , которую она достигла бы при  $v = \infty$ .

Если фазокомпенсатор с в ы з ы в а е т с я ИМ непосредственно или через ременную передачу, то  $v$  зависит от скольжения ИМ. Если  $\ddot{u} = n_A/n$  обозначает механическое передаточное число, то будет:

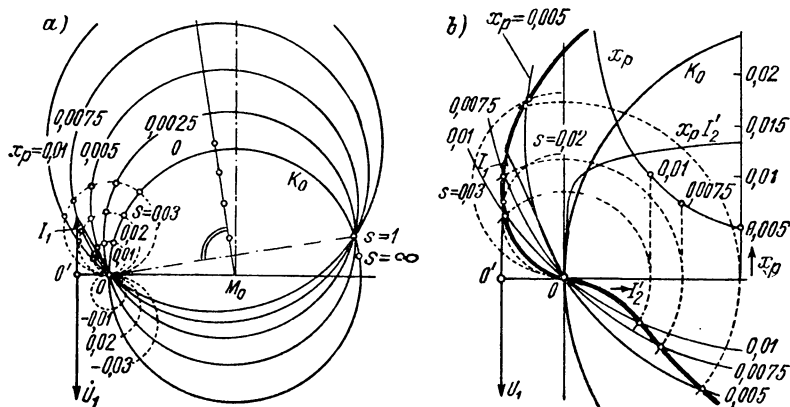
$$n_A = \ddot{u} \frac{f_1}{p} (1 - s); \quad v = \frac{f_A}{f_1} = \ddot{u} \frac{p_P}{p} (1 - s), \quad (558а и б)$$

где  $p$  — число пар полюсов и  $s$  — скольжение ИМ. В этом случае все окружности, согласно ур. (557), пересекают окружность  $K_0$  в точке

$$s = \frac{1}{1 + p/\ddot{u}p_P} < 1. \quad (558c)$$

При малом числе полюсов ИМ фазокомпенсатор связывается с ней непосредственно.

В большинстве практических случаев фазокомпенсатор приводится во вращение специальным двигателем, как мы это и приняли на фиг. 365. Тогда согласно ур. (557) и (557b) геометрические места



Фиг. 366. а) Геометрические места  $i_1$  и  $i_2$  для ИМ на фиг. 365; б) при повышенном магнитном насыщении зубцов в Р (в удвоенном масштабе, против случая а).

при  $p_A = p_P$  пересекаются вблизи точки  $s = 1$ . Для  $v = 1$  на фиг. 366, а построены геометрические места для  $x_P = 0,0025$ ; 0,005; 0,0075 и 0,01. Центры всех окружностей лежат на перпендикуляре к середине отрезка, соединяющего точки  $s = 0$  и  $s = 1$ . Этот перпендикуляр проходит через центр  $M_0$  окружности  $K_0$ . Его наклон по отношению к ординате через  $M_0$  по ур. (556а и б) будет:

$$\frac{x_m - x_{m0}}{y_m} = - \frac{r_2 + r_P + v r_1}{v(\sigma_1 + \sigma_2)}. \quad (559)$$

С учетом намагничивающего тока  $i_p$  можно получить первичный ток  $i_1 = i_u - i'_2$ , как это указано на фиг. 366, а для окружности  $x_P = 0,0075$ . Пренебрегаемые при этом потери в железе могут быть учтены по разд. В3б, т. IV.

Значения скольжений на геометрических местах мы можем определять известным образом (разд. I2с, т. II) посредством отрезков на некоторых прямых. Однако здесь нагляднее указать значения скольжений непосредственно на геометрических местах, проведя окружности для постоянных скольжений. Чтобы получить эти окружности, предположим в ур. (555) скольжение заданным, а  $x_P$  изменяющимся

параметром. Тогда мы получим по ур. (37) и (37а до с), т. II, при  $\lambda = x_p$  для окружностей:

$$x_m = 0, \quad y_m = \frac{s}{2(r_2 + r_p + sr_1)} \cdot \frac{U_1}{X_{1h}}; \quad R = y_m. \quad (560а до с)$$

Таким образом, центры окружностей  $s$  лежат на ординате через точку  $O$  ( $s = 0$ ) на расстояниях  $y_m$  от точки  $O$ . Такие окружности построены на фиг. 366,  $a$  штриховыми линиями для  $s = \pm 0,01; \pm 0,02$  и  $\pm 0,03$ .

Из геометрических мест на фиг. 366,  $a$  мы видим, что под воздействием фазокомпенсатора реактивная мощность намагничивания, которую ИМ потребляет из сети без фазокомпенсатора, при нагрузке в качестве двигателя уменьшается и ИМ при больших нагрузках способна даже отдавать реактивную мощность в сеть. Мы видим, кроме того, что благодаря фазокомпенсатору значительно увеличивается перегрузочная способность в двигательном режиме. Эти улучшения в ИМ получаются благодаря очень простому фазокомпенсатору, мощность которого составляет лишь незначительную часть мощности ИМ, поскольку фазокомпенсатор должен создавать реактивную мощность при очень малой частоте. Из сравнения  $x_p$  и  $\sigma_1$  мы видим уже, что мощность фазокомпенсатора составляет лишь небольшую часть мощности в реактивном сопротивлении рассеяния статорной обмотки ИМ. Реактивная мощность, на которую должен рассчитываться фазокомпенсатор, получается как

$$N_p = 3X_p' I_2'^2 = 3x_p X_{1h} I_2'^2 = 3 \frac{x_p}{1 + \sigma_1} I_2'^2 \frac{U_1}{I_\mu}. \quad (561а)$$

Первичная активная мощность ИМ составляет  $N_1 = 3I_{1w}U_1$ . При этом мы получаем отношение:

$$\frac{N_p}{N_1} = \frac{x_p}{1 + \sigma_1} \frac{I_2'}{I_{1w}} \frac{I_2'}{I_\mu}. \quad (561)$$

Для изображенного на фиг. 366,  $a$  вектора тока на окружности, для  $x_p = 0,0075$ ,  $I_2'/I_{1w} \approx 1,14$ ,  $I_2'/I_\mu \approx 2,29$ , следовательно,  $N_p \approx \approx 0,0186 N_1$ , т. е. в нашем примере фазокомпенсатор должен быть рассчитан всего лишь примерно на 2% первичной активной мощности ИМ. То, что приводной двигатель должен выбираться только для покрытия потерь трения и вентиляции фазокомпенсатора, было нами уже показано в разд. А1а.

Если ИМ работает генератором ( $s < 0$ ), то изменяется направление вращения поля относительно обмотки ротора ИМ. Порядок следования фаз вторичных токов меняется, таким образом, на обратный, а при этом также меняется и направление вращения поля в фазокомпенсаторе. Последний ведет себя тогда, как и н д у к т и в н о е сопротивление, и ухудшает работу ИМ в качестве генератора. Чтобы и при генераторном режиме уменьшить реактивную мощность, потребляемую ИМ из сети, и увеличить перегрузочную способность, нужно при генераторном режиме поменять на обратное либо направ-



ление вращения приводного двигателя фазокомпенсатора, либо направление вращения поля в фазокомпенсаторе (путем перемены местами двух подводящих проводов к приводному двигателю или к фазокомпенсатору).

При чистом холостом ходе фазокомпенсатор с собственным возбуждением не действует. Чтобы и при малых нагрузках ИМ получить улучшение коэффициента мощности, фазокомпенсатор без воздушного зазора (см. фиг. 357, с) выполняется с высоким магнитным насыщением листов железа, так что  $X_p$  при малых токах нагрузки оказывается значительно больше, чем при больших. Геометрическое место тока —  $I'_2$ , которое тогда больше не является окружностью, может определяться по точкам. В правой части фиг. 366, *b* пусть  $x_p I'_2$  представляет собою напряжение, пропорциональное магнитной характеристике  $X_p I_2$  неподвижного фазокомпенсатора как функцию от  $I'_2$ , а кривая  $x_p$  — полученное отсюда путем деления на  $I'_2$  относительное реактивное сопротивление. Если мы теперь снесем на серию геометрических мест для различных постоянных  $x_p$  ток  $I'_2$ , соответствующий каждому  $x_p$  на фиг. 366, *b* (как указано, для  $x_p = 0,005$ ; 0,0075 и 0,01 на фиг. 366, *b*, которая изображена в удвоенном масштабе по сравнению с фиг. 366, *a*), то через полученные точки можно провести геометрическое место токов —  $I'_2$ . Сравнивая эту кривую, например, с кривой для  $x_p = \text{const} = 0,0075$  на фиг. 366, *a*, мы видим улучшение условий работы при малых токах нагрузки. Величины скольжений можно определять опять же посредством окружностей *s*, как и на фиг. 366, *a*.

Следует сказать еще несколько слов о выборе числа пар полюсов  $p_p$  фазокомпенсатора. Согласно ур. (557b) и (558b) кажется, будто большее число пар полюсов  $p_p$  было бы лучшим. Однако следует принять во внимание, что реактивное сопротивление  $X_p$  при тех же размерах пакета железа и том же числе проводников обмотки обратно пропорционально  $p_p^2$ , как можно видеть из ур. (69a), т. II, если заменить  $\tau$  на  $\pi D/2p_p$ . Таким образом, для фазокомпенсатора наилучшим было бы  $p_p = 1$ , но из-за требуемой при этом большой разгрузки обмотки этого исполнения все же избегают.

**б. Последовательная НМ.** Если фазокомпенсатор с собственным возбуждением снабдить еще статорной обмоткой, соединенной последовательно со щетками, то он становится последовательной машиной и может как таковая применяться в качестве НМ в схеме по фиг. 367, *a* и *b*.

Примем сначала, что щетки последовательной машины сдвинуты из положения короткого замыкания на угол  $\alpha = 90^\circ$ , как это представлено на фиг. 367, *b* для одной фазы обмотки. Чтобы машина при этом работала генератором, она должна приводиться во вращение по часовой стрелке. В этом направлении пусть также вращается и поле. Вместо э. д. с., которые индуктируются в обмотках возбуждителя, введем, как и у фазокомпенсатора с собственным возбуждением, соответствующие падения напряжения, которые противодействуют э. д. с.

Поле, возбужденное обмоткой ротора, вызывает в ней точно так же, как и у фазокомпенсатора с собственным возбуждением, падение напряжения [см. (ур. 528)]:

$$jX_L I_2 = j(s - v) X_L I_2, \quad (562a)$$

где  $X_L$  представляет собою реактивное сопротивление роторной обмотки, приведенное к первичной частоте сети. Падение напряжения в обмотке ротора, вызванное полем статорной обмотки, отстает по фазе на угол  $\pi/2$  от падения напряжения, вызванного полем ротора. Если  $\ddot{u}$  обозначает коэффициент трансформации со статорной на роторную обмотку последовательной машины и  $\sigma_L$  есть коэффициент рассеяния обмотки ротора, то это падение напряжения в обмотке ротора будет:

$$-j\ddot{u} \cdot j \frac{X}{1 + \sigma_L} I_2 = \ddot{u} \frac{X}{1 + \sigma_L} I_2 = \ddot{u} (s - v) \frac{X_L}{1 + \sigma_L} I_2. \quad (562b)$$

Так как  $s$  мало по сравнению с  $v$ , это падение напряжения противодействует активному падению напряжения  $R_2 I_2$  в ИМ.

Кроме падений напряжения в обмотке ротора ИМ возникают еще падения напряжения также в обмотке статора, которые согласно фиг. 367, *b* упреждают последние по фазе на временной угол  $\pi/2$ . Они пропорциональны не  $(s - v)$ , а только  $s$ , поскольку обмотка статора неподвижна в пространстве. Падение напряжения, вызванное полем обмотки ротора, равно [см. ур. (562a)]:

$$j\ddot{u} \cdot js \frac{X_L}{1 + \sigma_L} I_2 = -\ddot{u} s \frac{X_L}{1 + \sigma_L} I_2, \quad (562c)$$

а падение напряжения, вызванное полем обмотки статора [см. ур. (562b)],

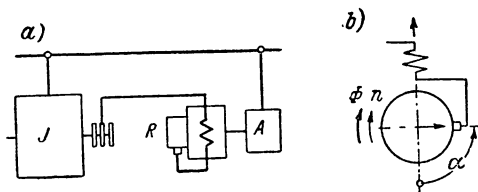
$$j\ddot{u} (1 + \sigma_S) \cdot \ddot{u} s \frac{X_L}{1 + \sigma_L} I_2 = js\ddot{u}^2 X_L \frac{1 + \sigma_S}{1 + \sigma_L} I_2. \quad (562d)$$

По ур. (562a до d) полное падение напряжения в последовательной машине получается:

$$\dot{U}_2 = \left[ R_R - \ddot{u} v \frac{X_L}{1 + \sigma_L} - jvX_L + js \left( 1 + \ddot{u}^2 \frac{1 + \sigma_S}{1 + \sigma_L} \right) X_L \right] I_2, \quad (562)$$

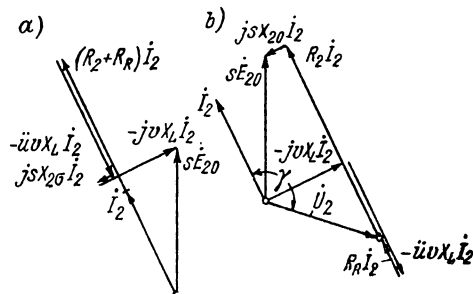
где  $R_R$  обозначает активное сопротивление обмоток последовательной машины (включая переходное сопротивление щеток).

С учетом этих падений напряжения мы получаем для вторичной цепи ИМ диаграмму напряжений, изображенную на фиг. 368, *a*. При этом для упрощения надписей мы положили  $\sigma_S = \sigma_L = 0$  и пренебрегли  $js \left( 1 + \ddot{u}^2 \frac{1 + \sigma_S}{1 + \sigma_L} \right) X_L$  по сравнению с  $-jvX_L$ . Далее



Фиг. 367. ИМ с последовательной НМ.

мы приняли, что отнесенный к  $E_2$  активный ток от  $I_2$  является тем же, что и в диаграмме напряжений на фиг. 365, *b* при фазокомпенсаторе с собственным возбуждением,  $R_R = R_P$ , и в качестве примера положили  $\dot{u}vX_R = (R_2 + R_L)/2$ . Под влиянием составляющей



Фиг. 368. Векторные диаграммы для вторичной цепи ИМ при схеме по фиг. 367, *a*.

напряжения —  $\dot{u}vX_L \dot{I}_2$  скольжение ИМ уменьшается, в нашем случае, до половины от скольжения на фиг. 365, *b*.

На фиг. 368, *b* та же диаграмма напряжений построена еще в несколько ином виде, из которой мы видим, что составляющая  $U_2 \cos \gamma$  полного напряжения последовательной машины  $\dot{U}_2$  противодействует активному падению напряжения  $R_2 \dot{I}_2$ , а составляющая  $U_2 \sin \gamma$  противодействует реактивному падению напря-

жения  $j s X_{20} \dot{I}_2$ . Сравнивая с фиг. 365, *a*, мы видим, далее, что при тех же активной и реактивной составляющих  $\dot{I}_2$  полная мощность ( $U_2 \dot{I}_2$ ) последовательной машины может быть выбрана несколько меньшей, чем мощность фазокомпенсатора с собственным возбуждением.

Из сравнения ур. (549 *b*) и (562) мы видим, что

$$K'_w = R'_R - \dot{u}vX'_L / (1 + \sigma_L),$$

$$K_b = -vX'_L \quad \text{и} \quad K_{bs} = \left(1 + \dot{u}^2 \frac{1 + \sigma_S}{1 + \sigma_L}\right) X'_L.$$

Таким образом, если разделить все сопротивления на  $X_{1h}$  машины ИМ и обозначить их маленькими буквами, то для принятого отрицательным и приведенного к первичной обмотке вторичного тока мы получим:

$$-\dot{I}'_2 = - \frac{s}{r_2 + r_R - \frac{\dot{u}v x_L}{1 + \sigma_L} - j v x_L + s \left\{ r_1 + j \left[ \sigma_1 + \sigma_2 + \left( 1 + \frac{1 + \sigma_S}{1 + \sigma_L} \dot{u}^2 \right) x_L \right] \right\}} \times \frac{\dot{U}_1}{X_{1h}}. \quad (563)$$

Если  $x_L$  не зависит от  $-\dot{I}'_2$  (прямолинейная характеристика), то геометрическим местом  $-\dot{I}'_2$  является окружность с параметрами:

$$x_m = \left( r_2 + r_R - \dot{u}v \frac{x_L}{1 + \sigma_L} \right) \frac{U_1}{N}; \quad y_m = v x_L \frac{U_1}{N}; \quad R^2 = x_m^2 + y_m^2; \quad (563a \text{ до } c)$$

$$N = 2 \left\{ \left( r_2 + r_R - \dot{u}v \frac{x_L}{1 + \sigma_L} \right) \times \right. \\ \left. \times \left[ \sigma_1 + \sigma_2 + \left( 1 + \frac{1 + \sigma_S}{1 + \sigma_L} \dot{u}^2 \right) x_L \right] + v r_1 x_L \right\}. \quad (563d)$$

Окружности проходят через точку начала —  $j'_2$  и отличаются от окружностей при фазокомпенсаторе с собственным возбуждением [ур. (556а до d)], главным образом, тем, что вместо относительного активного сопротивления  $r_2 + r_p$  ротора теперь должно подставляться

$$r_{2r} = r_2 + r_R - \ddot{u}v \frac{x_L}{1 + \sigma_I}. \quad (564)$$

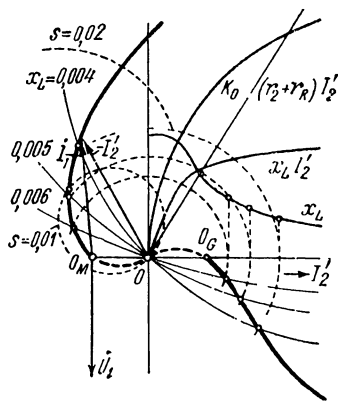
Если даже магнитная характеристика последовательной машины криволинейна, то  $r_2 + r_R$  для всех рабочих точек все же больше, чем  $i\psi_{xL}/(1 + \sigma_L)$ , и геометрические места получаются такими же, как и при фазокомпенсаторе с собственным возбуждением, с криволинейной характеристикой (фиг. 366, б).

Особого внимания, однако, заслуживает здесь случай, когда прямая сопротивления  $(r_2 + r_R) I_2'$  пересекает кривую  $\dot{v} x_L I_2' / (1 + \sigma_L)$  [см. правую сторону фиг. 369 при  $\dot{v} / (1 + \sigma_L) = 1$ ]. В точке пересечения обеих этих кривых  $r_{2r} = 0$ , справа от нее  $r_{2r}$  положительно, а слева отрицательно. Определение геометрического места в этом случае производится подобно тому, как для фазокомпенсатора с переменным  $x_P$  (см. фиг. 366, б). Следует еще раз указать, что  $x_L$  имеет тот же смысл, что и  $x_P$  для фазокомпенсатора с собственным возбуждением. Для  $x_L$ , конечно, определяющим является результирующее магнитное состояние в последовательной машине, соответствующее потоку  $\Phi_r = \sqrt{1 + \dot{u}^2} \Phi_L$  при  $\alpha = 90^\circ$ . Для заданного тока  $I_2'$  получается соответствующее значение  $x_L$  и соответствующая окружность, на которой, однако, геометрическому месту соответствуют только две точки, а именно точки с заданным током  $I_2'$ . На фиг. 369 показано определение этого геометрического места, которое выделено жирными линиями, для трех токов. При этом принято  $\dot{u} = 1$  и, как и при фазокомпенсаторе с собственным возбуждением,  $v = 1$ ,  $\sigma_1 = \sigma_2 = 0,05$ ,  $r_1 = 0,006$ ,  $r_2 + r_R = 0,008$  и для упрощения положено  $\sigma_L = \sigma_S = 0$ .

Геометрическим местом тока —  $I'_2$  для некоторого постоянного скольжения относительно переменного параметра  $x_L$  по ур. (563) является окружность, которая проходит через точку  $O$  начала  $I'_2$ . Координаты центра этой окружности можно легко определить известным образом [см. ур. (530)]. Запишем их здесь только для  $\sigma_S = \sigma_L = 0$ :

$$x_m = s\ddot{u}vU_1/N; \quad y_m = s[s(1 + \ddot{u}^2) - v]U_1/N;$$

$$R^2 = x_m^2 + y_m^2 \quad (565a \text{ до } c)$$



Фиг. 369. Геометрическое место  $I_1$  и  $I'_2$  для IM на фиг. 367, а.

при

$$N \approx 2 \{ (r_2 + r_R + sr_1) [s(1 + \ddot{u}^2) - v] + \ddot{u}vs(\sigma_1 + \sigma_2) \} X_{1h}. \quad (565d)$$

На фиг. 369 построены штриховыми линиями окружности скольжения для  $s = 0,01$  и  $s = 0,02$ . Точки их пересечения с геометрическим местом —  $I'_2$  указывают скольжения на этой кривой.

Точкам  $O_M$  и  $O_G$  соответствуют ниже- и вышесинхронная скорости вращения. Практически имеют значение только части геометрического места, изображенные сплошными линиями, с двумя точками холостого хода  $O_M$  и  $O_G$ , первая из которых соответствует двигателю, а вторая генераторному режиму. Обе эти точки, по мере надобности, могут устанавливаться посредством изменения числа витков обмотки статора последовательной машины (изменением  $\ddot{u}$ ), посредством изменения щеточного угла  $\alpha$  или простейшим образом с помощью сопротивления, параллельного обмотке ротора последовательной машины [Л. 340а].

Штриховая часть геометрического места неустойчива, так как там  $x_L I'_2 > (r_2 + r_R) I'_2$ , т. е. последовательная машина вплоть до точки пересечения прямой сопротивления с характеристикой  $x_L I'_2$  самовозбуждается, причем устанавливается одна из точек холостого хода  $O_M$  или  $O_G$ . При двигательном режиме ток —  $I'_2$  следует тогда левой, а при генераторном режиме правой ветви геометрического места, изображенного сплошной линией.

Чтобы ниже точек  $O_M$  и  $O_G$  частота самовозбужденных токов согласовывалась с частотой скольжения главной машины, вращающееся поле самовозбужденных токов должно вращаться в том же направлении, что и поле, созданное токами ИМ, и частота самовозбужденных токов должна быть больше частоты скольжения ИМ при холостом ходе [Л. 340а, 341b; 10, стр. 62]. Первое условие требует согласно разд. II G1, чтобы обмотка якоря была недокомпенсирована, как это и выполняется при щеточном угле  $\alpha = 90^\circ$ , который был нами предположен. Обычно так же выполняется и второе условие по ур. (495b), поскольку скольжение ИМ очень мало.

Таким образом, при последовательной НМ мы можем добиться того, что уже при холостом ходе ИМ имеет место компенсация фазы или даже перекомпенсация.

При наших рассуждениях мы предполагали, что щеточный угол  $\alpha = 90^\circ$ . При этом машина может выполняться также с явно выраженными полюсами, например, как машина Шербиуса (разд. A4b), обмотка возбуждения которой включается последовательно с роторной обмоткой. В качестве НМ подходит также последовательная машина Гейланда (разд. A2).

Полная мощность последовательной машины получается по ур. (562) при трехфазном токе и  $v = 1$  как

$$N_{RS} \approx 3 \sqrt{1 + \ddot{u}^2} X_L I_2^2; \quad (566a)$$

приближение связано с предположением  $\sigma_S = \sigma_L = 0$ ,  $R_R = 0$  и с пренебрежением  $s(1 + \ddot{u}^2)$  по сравнению с единицей. Активная

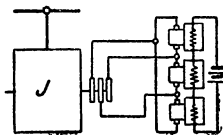
мощность будет.

$$N_R \approx 3\dot{u}X_L I_2^2. \quad (566b)$$

Эту мощность, кроме потерь холостого хода, также должен доставлять приводной двигатель НМ. Таким образом, он будет больше, чем при фазокомпенсаторе с собственным возбуждением.

**с. Фазокомпенсатор с самовозбуждением.** Аналогично последовательной машине фазокомпенсатор с самовозбуждением (разд. А1b) позволяет компенсировать ИМ уже при холостом ходе. Свойства этой машины в качестве НМ и ее выбор подробно рассмотрены в [Л. 10, стр. 62, 314 и 316]. При этом в области работы ИМ двигателем характер геометрического места получается подобно тому, как показано на фиг. 396, а именно, по существу, независимо от магнитного насыщения в железе.

**д. Вибратор Каппа.** Для полноты упомянем здесь также предложенную К а п п о м [Л. 349] схему для компенсации фаз с так называемым вибратором. Три якоря постоянного тока, которые могут свободно колебаться в поле, возбужденном постоянным током, включают треугольником на контактные кольца ИМ (фиг. 370). Действие вибратора основано на рассмотренном подробнее в разд. III D6, т. I, емкостном эффекте якоря постоянного тока, питаемого переменным током и свободно движущегося в поле постоянного тока. ИМ с вибратором ведет себя подобно тому, как с сильно магнитно-насыщенным фазокомпенсатором с собственным возбуждением, но устройство оказывается более сложным. При холостом ходе вибратор, как и фазокомпенсатор с собственным возбуждением, не действует.



Фиг. 370. ИМ с вибратором Каппа.

## 2. НМ, не зависящие от тока ротора

Рассмотренные в разд. 1 машины НМ просты, но обладают тем недостатком, что без изменения направления вращения поля или привода коэффициент мощности и перегрузочная способность ИМ могут улучшаться либо только при двигательном, либо только при генераторном режиме, и что при НМ без самовозбуждения нельзя получить компенсации фазы ИМ при холостом ходе. Эти недостатки устраняются при применении НМ, рассматриваемых в этом разделе.

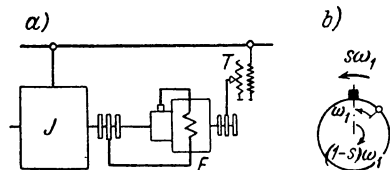
**а. Преобразователь частоты (FW) в качестве НМ.** Если в качестве НМ применить FW (разд. А3b и с), то частота  $f_F$  переменных токов на щетках коллектора должна быть равна частоте скольжения  $f_2 = sf_1$  машины ИМ. При этом из ур. (532) следует, если контактные кольца FW подключены к сети с частотой  $f_1$  (фиг. 371, а), для частоты вращения привода

$$f_A = (1 - s)f_1 \quad (567a)$$

(см. фиг. 371, *b*). Если  $p$  обозначает число пар полюсов ИМ и  $n_1$  ее синхронную скорость вращения, то  $f_1 = n_1 p$  и по ур. (532b) мы получаем для скорости вращения привода

$$n_A = (1 - s) \frac{p}{p_F} n_1. \quad (567b)$$

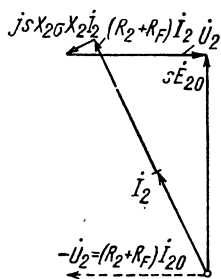
Если число пар полюсов  $p_F$  у FW равно числу пар полюсов  $p$  у ИМ, то можно FW непосредственно сочленить с ИМ. Схема при этом, например для FW с компенсационной обмоткой, указана на фиг. 371, *a*. Если числа пар полюсов обеих машин отличаются друг от друга, сочленение должно выполняться через зубчатую передачу с передаточным числом  $p_F/p$ .



Фиг. 371. ИМ с преобразователем частоты  $F$  в качестве НМ.

Напряжение  $\dot{U}_2$  от FW, которое через коллектор подводится к контактным кольцам ИМ, в основном определяется напряжением на кольцах FW и практически не зависит от тока нагрузки  $\dot{I}_2$ . При пренебрежении незначительными падениями напряжения в FW для преобразователя без компенсационной обмотки оно является постоянным напряжением. Для компенсированного FW оно пропорционально  $(1 - s)$ , т. е. при практически встречающихся малых скольжениях  $s$  машины ИМ точно также практически постоянно.

На фиг. 372 представлена диаграмма напряжений вторичной цепи ИМ для того случая, когда напряжение  $\dot{U}_2$ , которое подводится через преобразователь частоты к контактным кольцам ИМ, сдвинуто по фазе относительно  $\dot{E}_{20}$  на четверть периода. Диаграмма, изображенная сплошными линиями, справедлива для той же ИМ и тех же условий нагрузки, для которых построены диаграммы на фиг. 365, *a* и *b* и 368, *a* и *b*, причем подставлено  $R_F = R_P = R_R$ . Скольжение ИМ при этом получается несколько меньшим, чем без НМ (фиг. 365, *a*). При чистом холостом ходе ( $s = 0$ ) диаграмма напряжений превращается в диаграмму, изображенную штриховой линией. В обмотке ротора ИМ протекает реактивный намагничивающий ток  $\dot{I}_{20} = -\dot{U}_2 / (R_2 + R_F)$ , который разгружает первичную обмотку ИМ от реактивного намагничивающего тока.



Фиг. 372. Векторная диаграмма для вторичной цепи ИМ.

Если мы пренебрежем маленьким падением напряжения  $\dot{U}_{2v}$  в FW, зависящим от тока  $\dot{I}_2$  [см. ур. (549b) и, соответственно, (552b)] или включим его в  $(R_2 + j s X_{2\sigma}) \dot{I}_2$  у ИМ, то можем записать для приведенного к первичной обмотке ИМ напряжения на коллекторе FW без компенсационной обмотки или с ней:

$$\dot{U}'_2 = (\omega - j b) \dot{U}_1 \quad (568a)$$

и соответственно

$$\dot{U}_2 = (1 - s)(w - jb)\dot{U}_1 \quad (568b)$$

[см. ур. (549a) и соответственно (552a)]. При отношениях сопротивлений по ур. (550a до d) и  $k_w = k_b = k_{bs} = 0$  мы получаем тогда по ур. (551A) и соответственно (553B):

$$-I'_2 = -\frac{-w + jb + s}{r_2 + s[r_1 + j(\sigma_1 + \sigma_2)]} \cdot \frac{\dot{U}_1}{X_{1h}} \quad (569a)$$

и соответственно

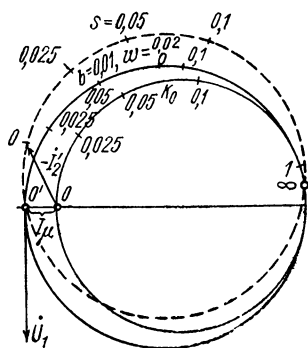
$$-I'_2 = -\frac{-w + jb + s(1 + w - jb)}{r_2 + s[r_1 + j(\sigma_1 + \sigma_2)]} \cdot \frac{\dot{U}_1}{X_{1h}}. \quad (569b)$$

В обоих случаях геометрическое место токов  $-I'_2$  является окружностью. Эта окружность имеет для FW без компенсационной обмотки [ур. (569a)] точку  $s \pm \infty$ , а для компенсированного FW [ур. (569b)] точку  $s = 1$ , совпадающую с соответствующей точкой геометрического места для IM без FW. Параметры окружности для FW без компенсационной обмотки получаются по ур. (551a до c) как

$$\left. \begin{aligned} x_m &= \frac{r_2 + wr_1 - b(\sigma_1 + \sigma_2)}{2r_2(\sigma_1 + \sigma_2)} \cdot \frac{U_1}{X_{1h}}; \\ y_m &= -\frac{w(\sigma_1 + \sigma_2) + br_1}{2r_2(\sigma_1 + \sigma_2)} \cdot \frac{U_1}{X_{1h}}; \\ R^2 &= x_m^2 + y_m^2 + \frac{b}{r_2(\sigma_1 + \sigma_2)} \cdot \left(\frac{U_1}{X_{1h}}\right)^2. \end{aligned} \right\} \quad (570a \text{ до c})$$

Для компенсированного FW следует в ур. (570b) вместо  $r_1$  подставлять  $r_1 + r_2$  [см. ур. (553a до c)].

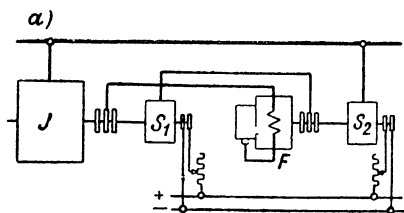
Для схемы с FW, например без компенсационной обмотки, сильнее выделенной сплошной окружностью на фиг. 373 представлено геометрическое место тока  $-I'_2$  для  $w = 0$  и  $b = 0,01$ . Оно соответствует тем же значениям для  $r_1, r_2, \sigma_1$  и  $\sigma_2$ , что и геометрическое место в разд. 1. При этом в качестве примера принято, что IM при чистом холостом ходе не потребляет из сети никакого реактивного тока. Таким образом,  $O'$  является начальной точкой первичного тока  $I_1$ . Для сравнения построена также окружность  $K_0$ , которая получается при  $\dot{U}_2 = 0$ . Очевидно, что получается улучшение коэффициента мощности как при двигательном, так и при генераторном режиме работы, причем в обоих случаях увеличивается также и перегрузочная способность. Значения скольжений на окружностях получают простейшим образом, если подставить в ур. (569a) различные значения  $s$  и рассчитать  $I'_2$ .



Фиг. 373. Геометрические места  $I_1$  и  $I'_2$  для IM с FW без компенсационной обмотки.



Если желательно для двигательного или генераторного режима еще более повысить перегрузочную способность, то напряжение  $\dot{U}_2$ , которое мы принимали вначале отстающим по фазе от  $\dot{U}_1$  на четверть периода, должно иметь еще некоторую активную составляющую в фазе или в противофазе с  $\dot{U}_1$ . Так, например, для  $\omega = 0,02$ ,  $b = 0,01$  мы получаем штриховую окружность на фиг. 373. При принятых значениях  $\omega$  и  $b$  для штриховой окружности первичная сеть, на которую включена ИМ, разгружается от реактивного тока как при холостом ходе, так и при номинальной нагрузке ИМ двигателем. Из надписанных значений скольжений видно, что ИМ вращается с синхронной скоростью примерно при номинальном моменте,



Фиг. 374. Привод FW посредством синхронной машины  $S_2$ .



а скольжение при холостом ходе составляет  $s_0 = -0,0175$ .

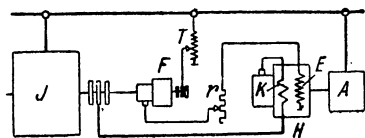
Можно избежать жесткого сочленения FW с ИМ непосредственно, как это указано на фиг. 371, или через зубчатую передачу, если приводить FW во вращение по фиг. 374, а синхронной маши-

ной  $S_2$  и питать его через контактные кольца от синхронной машины  $S_1$ , сидящей на одном валу с ИМ. В схеме двухполюсной машины вращающееся поле вращается тогда относительно ротора с угловой скоростью  $(1 - s)\omega_1$ , а сам ротор вращается с угловой скоростью  $\omega_1$  и угловая скорость вращающегося поля относительно неподвижных щеток снова получается  $s\omega_1$  (фиг. 374, б). При положительном скольжении  $s$  (нижесинхронный режим) направление вращения поля относительно неподвижных щеток оказывается таким же, как и направление вращения ротора, тогда как в схеме по фиг. 371, а эти направления получаются противоположными друг другу (см. фиг. 371, б). Синхронная машина  $S_1$  должна быть выбрана по мощности возбуждения FW, а машина  $S_2$  по его активной мощности.

Степень компенсации фазы в схеме по фиг. 371, а может устанавливаться, по мере надобности, посредством регулируемого трансформатора  $T$ , а в схеме по фиг. 374, а посредством возбуждения постоянным током синхронной машины  $S_1$ . Фаза напряжения  $\dot{U}_2$  у FW без компенсационной обмотки может устанавливаться путем смещения щеток на коллекторе. У компенсированного FW она определяется положением отводов от обмотки ротора, которые соединяются с контактными кольцами. В схеме по фиг. 371, а она может устанавливаться точнее посредством добавочной обмотки на первичной стороне трансформатора, которая питается от других фаз, а в схеме по фиг. 374, а посредством добавочной обмотки возбуждения в синхронной машине (см. разд. D3с).

**б. НМ, возбуждаемая от преобразователя частоты.** В описанных в разд. а схемах FW должен был жестко сочленяться с ИМ либо

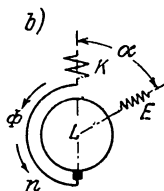
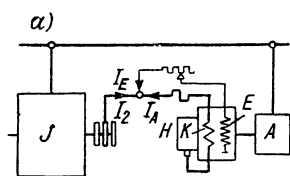
непосредственно, либо через зубчатую передачу (фиг. 371, а), или, при отдельной установке FW, с IM должна была еще сочленяться синхронная машина, питающая контактные кольца преобразователя частоты (фиг. 374, а). Для того чтобы сделать возможной отдельную установку НМ без применения синхронных машин, выполняется схема по фиг. 375. В качестве НМ применяется машина с компенсационной обмоткой, обычно в исполнении по Шербиусу. Для возбуждения этой машины служит преобразователь частоты F, который должен, конечно, опять-таки сочленяться с IM непосредственно или через зубчатую передачу. Однако его мощность должна быть рассчитана только на мощность возбуждения НМ и составляет лишь несколько процентов от мощности IM, так как при малой частоте скольжения индуктивное сопротивление обмотки возбуждения  $E$  сравнительно невелико. Поэтому FW может выполняться без компенсационной обмотки. Фаза напряжения на щетках коллектора FW может устанавливаться тогда посредством сдвига щеток. Ток в обмотке возбуждения  $E$  и при этом также э. д. с., индуктированная в цепи якоря НМ, устанавливается посредством активного сопротивления  $r$ . Ввиду малости мощности возбуждения потери в этом сопротивлении незначительны.



Фиг. 375. IM с НМ, возбуждаемой от FW.

Свойства агрегата машин по фиг. 375, по существу, совпадают с таковыми у агрегатов по фиг. 371, а и 374, а геометрические места токов здесь могут быть наглядно представлены также фиг. 373.

**с. Шунтовая НМ.** При отдельной установке НМ вспомогательные машины, которые необходимы еще по фиг. 374 и 375, могут быть



Фиг. 376. IM с шунтовой машиной Н в качестве НМ.

излишними, если НМ является шунтовой машиной. Схема для этого случая указана на фиг. 376, а. Шунтовая машина Н, которая приводится во вращение практически с постоянной скоростью вращения посредством двигателя А, может выполняться как ма-

шина с вращающимся полем или также как машина Шербиуса. Мы предположим здесь, что она представляет собой машину с вращающимся полем с компенсационной обмоткой  $K$  и особой обмоткой возбуждения  $E$ .

У шунтовой машины, работающей при частоте сети, угол  $\alpha$ , который составляет ось обмотки возбуждения с компенсационной обмоткой, должен быть приблизительно равен нулю, поскольку обмотка возбуждения при 50 гц представляет собой в основном индуктивное сопротивление. Так как здесь обмотка возбуждения

питается токами частоты скольжения, ее индуктивное сопротивление мало; и угол  $\alpha$  должен приближаться к  $90^\circ$  (фиг. 376, б).

Предположим здесь, что обмотка ротора  $L$ , согласно разд. II Е1а, полностью компенсируется посредством компенсационной обмотки  $K$ . Падение напряжения, вызванное током ротора  $I_A$ , будет  $jsX_{A\sigma}I_A$ , где  $X_{A\sigma}$  есть реактивное сопротивление встречного включения роторной и компенсационной обмоток (при частоте сети). Ток  $I_E$  в обмотке возбуждения индуцирует в обмотке ротора э. д. с.:

$$\dot{E}_L = -j(s - v)X_{LE}I_E e^{j(\pi - \alpha)} = j(s - v)X_{LE}I_E e^{-j\alpha}, \quad (571a)$$

где  $v$  есть отношение частоты вращения привода  $f_A$  к частоте сети  $f_1$  [ур. (528b)] и  $X_{LE}$  — взаимная индуктивность между обмотками ротора и обмоткой возбуждения при  $\alpha = 180^\circ$ . В компенсационной обмотке током возбуждения  $I_E$  будет индуцироваться э. д. с.

$$\dot{E}_K = -jsX_{KE}I_E e^{-j\alpha}, \quad (571b)$$

где  $X_{KE}$  есть взаимная индуктивность между обмоткой возбуждения и компенсационной обмоткой. Таким образом, результирующая э. д. с. в якорной цепи будет:

$$\begin{aligned} \dot{E}_H = \dot{E}_L + \dot{E}_K &= -j[vX_{LE} + s(X_{KE} - X_{LE})]I_E e^{-j\alpha} \approx \\ &\approx -jvX_{LE}I_E e^{-j\alpha}, \end{aligned} \quad (571)$$

так как для практически имеющей значение рабочей области  $s(X_{KE} - X_{LE})$  весьма мало по сравнению с  $vX_{LE}$ .

В цепи возбуждения током возбуждения  $I_E$  будет индуцироваться э. д. с.

$$\dot{E}_E = -jsX_E I_E \quad (572a)$$

и током ротора  $I_A$  э. д. с.

$$\dot{E}_{EA} = -js(X_{EK} - X_{EL})I_A e^{j\alpha}. \quad (572b)$$

При составлении уравнений напряжений для НМ мы пренебрежем для упрощения  $s(X_{KE} - X_{LE}) = s(X_{EK} - X_{EL})$  по сравнению с  $vX_{LE}$  и по сравнению с  $X_E$  вследствие их малости. Далее, мы не будем принимать во внимание падение напряжения  $jsX_{A\sigma}I_A$  по сравнению с э. д. с. вращения  $\dot{E}_H = -jvX_{LE}I_E e^{-j\alpha}$ . Мы можем также представить себе  $X_{A\sigma}$  включенным в реактивное сопротивление рассеяния  $X_2$ , роторной обмотки ИМ, так как  $I_2 \approx I_A$ , поскольку ток возбуждения  $I_E$ , вследствие малости  $s$  составляет лишь несколько процентов от  $I_A$ . Эти пренебрежения имеют незначительное влияние на общую точность нашего анализа.

Обозначим через  $U_2$  напряжение на контактных кольцах ИМ и представим себе включенными в активное сопротивление  $R_E$  предвключенное сопротивление в цепи возбуждения и в активное сопротивление  $R_A$ , имеющееся в цепи якоря шунтовой машины; добавочное активное сопротивление (фиг. 376, а). Первое предвключенное сопротивление служит для регулирования тока возбуждения  $I_E$ , а второе должно обезвредить колебания переходного сопротив-

ления щеток на коллекторе. Последнее сравнительно невелико. Уравнения напряжений для цепей якоря и возбуждения шунтовой машины тогда будут иметь вид

$$\dot{U}_2 + R_A I_A = \dot{E}_H = -jvX_{LE} I_E e^{-j\alpha}, \quad (573a)$$

$$U_2 + (R_E + jsX_E) I_E = 0. \quad (573b)$$

Если мы подставим в ур. (573a)

$$I_A = -I_2 - I_E \quad (573c)$$

(см. фиг. 376, а) и введем  $I_E$  по ур. (573b) в ур. (573a), то получим:

$$\dot{U}_2 = \dot{Z}_E I_2, \quad (574a)$$

где

$$\dot{Z}_E = \frac{(R_E + jsX_E) R_A}{R_E + R_A + jsX_E - jvX_{LE} e^{-j\alpha}}. \quad (574b)$$

При этом получается уравнение напряжений для упрощенной эквивалентной схемы всего агрегата машин (см. разд. В1 и 2):

$$\dot{U}_1 = -[R_1 + R_2/s + j(X_{1\sigma} + X_{2\sigma}) + \dot{Z}_E/s] I_2'. \quad (574)$$

Если мы подставим в это уравнение  $\dot{Z}_E = \dot{Z}_E (\omega_1 \xi_1 / \omega_2 \xi_2)^2$  по ур. (574b) и решим его относительно  $-I_2'$ , то получим уравнение в виде

$$-I_2' = \frac{\dot{A}_1 + \dot{B}_1 s + \dot{C}_1 s^2}{\dot{A}_2 + \dot{B}_2 s + \dot{C}_2 s^2} \dot{U}_1. \quad (575)$$

Последнее является уравнением бициркулярного квартика. Внутри имеющей практическое значение рабочей области он имеет примерно характер сильнее выделенной кривой на фиг. 377. Точка  $O$  совпадает с точкой  $s = 0$  на окружности  $K_0$ , которая соответствует асинхронной машине с замкнутыми накоротко контактными кольцами. Это видно, если решить ур. (574) относительно  $-I_2'$  и подставить  $s = 0$ . Кроме того, получаются еще две точки холостого хода  $O'$  и  $O''$ , которые лежат вблизи синхронной скорости вращения.

Как следует из ур. (574) и (574b), при  $s = 0$  для  $-I_2'$  получается, однако, значение, еще отличающееся от нуля, если  $\dot{Z}_E$  выбрано таким образом, что при  $s = 0$  оказывается  $R_2 + \dot{Z}_E = 0$ . Мы получаем тогда из ур. (574b) при  $s = 0$  условие самовозбуждения:

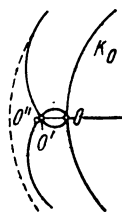
$$R_E + R_A + \frac{R_E R_A}{R_2} = jvX_{LE} e^{-j\alpha}, \quad (576)$$

которое раскладывается на вещественную и мнимую части; оба (вещественные) уравнения дают:

$$R_E + R_A + \frac{R_E R_A}{R_2} = vX_{LE} \sin \alpha \quad (576a)$$

и

$$vX_{LE} \cos \alpha = 0. \quad (576b)$$



Фиг. 377.  
Геометрические места  $I_2'$  для ИМ.

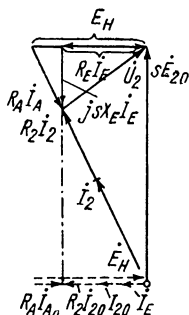
Последнее уравнение показывает, что при наших допущениях должно быть  $\alpha \rightarrow 90^\circ$ . В первом уравнении тогда  $\sin \alpha = 1$  и  $vX_{LE}I_E = E_H$ . Оно преобразуется в

$$R_E I_E + R_A I_A \left(1 + \frac{R_E}{R_g}\right) \frac{I_E}{I_A} = E_H \quad (577a)$$

или, так как  $R_E/R_s$  больше единицы, в

$$R_E I_E + R_A I_A \frac{R_E I_E}{R_0 I_A} = \left(1 + \frac{R_A}{R_2}\right) R_E I_E \approx E_H. \quad (577b)$$

Точка пересечения прямой сопротивления  $(1 + R_A/R_2) R_E I_E$  с характеристикой  $E_H$  в функции от  $I_E$  дает значения  $E_H$  и  $I_E$ , до которых шунтовая машина самовозбуждается постоянным током при  $s = 0$ .



Фиг. 378. Векторная диаграмма для вторичной цепи при самовозбуждении.

Если при рассмотрении вторичной цепи ИМ мы пренебрежем вторичным реактивным сопротивлением рассеяния  $sX'_{2\prime}$  и маленьким током возбуждения  $I_E$  относительно  $I_2$ , т. е. положим  $I_A = -I_2$ , то получим представленную на фиг. 378 сплошными линиями диаграмму напряжений при нагрузке [см. ур. (573а и б)], где для наглядности вектор тока  $I_E$  изображен преувеличенным. Если  $I_{2w}$  обозначает активную и  $I_{2b}$  реактивную составляющую  $I_2$ , то по фиг. 378  $R_E I_E = R_2 I_{2b}$  и  $sX_E I_E = R_A I_{2w}$ , откуда получается  $I_{2b} = (R_E R_A / R_2 X_E) I_{2w} / s$ . Так как  $I_{2w}$  примерно пропорционально  $s$ , то, следовательно,  $I_{2b}$  и при этом также  $E_H$  практически неизменны. При изменении нагрузки конец  $R_2 I_2$  перемещается по штрихпунктирной прямой; при синхронной скорости вращения справедлива штриховая диаграмма

( $I_{2b} = I_{20}$ ). Условие самовозбуждения ур. (577b) выполняется здесь также при нагрузке, так как, согласно фиг. 378,  $E_H - R_E I_E = R_A I_A \cdot R_E I_E / R_2 I_2 \approx R_A R_E I_E / R_2$ . В противоположность схеме с преобразователем частоты и  $\omega = 0$  (см. фиг. 373) при пренебрежении маленьким напряжением  $j s X_{2, I_2}$  скольжение возрастает в отношении  $(R_2 + R_A) / R_2$ .

Если мы подставим условие самовозбуждения (576) в ур. (574b), то получим:

$$\dot{Z}'_E = \frac{s - jR_E/X_E}{s + jR_E/X_E + R_A/R_g} R'_A. \quad (578)$$

При этом значении для  $Z'_E$  по ур. (574), если наряду с сокращениями (550а до d) положить еще

$$r_A = \frac{R_A}{X_{1h}}; b = \frac{R_E}{X_E} \frac{R_A}{R_2}; k_w = r_A - b(\sigma_1 + \sigma_2); k_b = br_1, \quad (579a \text{ до } d)$$

получается:

$$-I_2' = -\frac{j\dot{b} + s}{r_2 + k_{\text{гг}} + jk_b + s[r_1 + j(\sigma_1 + \sigma_2)]} \cdot \frac{\dot{U}_1}{X_{1b}}. \quad (579)$$

Это такое же выражение, как и ур. (551А) при  $\omega = 0$  и  $k_{bs} = 0$ . Геометрическим местом является окружность, которая имеет с окружностью  $K_0$  общую точку  $s = \pm \infty$ . Точка  $s = 0$  определяется э. д. с.  $E_H$ , при которой машина сама возбуждается. Она может устанавливаться посредством активного сопротивления  $R_E$ . При  $b = 0,01$  и тех же численных значениях, что и в разд. 2а, получается практически та же самая окружность, что и изображенная сплошной линией на фиг. 373 [см. ур. (569а) при  $\omega = 0$ ], так как  $k_b$  очень мал и  $r_2 + k_w \approx r_2$ . На фиг. 377 такая кривая указана штриховой линией.

Мощность приводного двигателя А для НМ должна выбираться по мощности  $3R_2 I_{2b0}^2$  и потерям в НМ.

### 3. Схемы для получения добавочного скольжения (компаундирование)

Для того чтобы использовать кинетическую энергию маховых масс, связанных с ИМ, и по возможности разгрузить таким образом сеть от воспринимаемых ИМ кратковременных толчков нагрузки, с возрастанием нагрузки ИМ должна больше скользить по отношению к ее вращающемуся полю, нежели это имеет место при короткозамкнутых контактных кольцах, т. е. ИМ должна работать с некоторым добавочным скольжением. Установками такого рода с сильными толчками нагрузки являются, например, прокатные станы и подъемники, у которых ИМ служит приводом генератора, питающего двигатель подъемника с весьма переменной нагрузкой (см. разд. IIID1с, т. I).

Добавочное скольжение можно получить путем включения активных сопротивлений во вторичную цепь ИМ, с чем, однако, связаны значительные потери в добавочных сопротивлениях. Если, напротив, применить НМ, которая подводит к контактным кольцам ИМ некоторое напряжение, пропорциональное вторичному току  $I_2$ , то добавочная мощность скольжения через связанную с НМ машину может возвращаться обратно в сеть. В этом разделе и должны быть рассмотрены такие схемы.

**а. Последовательная машина в качестве НМ.** Если в схеме на фиг. 367, а (см. также фиг. 367, б) изменить направление обмотки возбуждения последовательной машины, то она будет работать в качестве двигателя и через приводную машину А, которая теперь служит нагрузочной машиной, возвращать добавочную мощность скольжения обратно в сеть.

Схема для получения добавочного скольжения с вращающейся с вышесинхронной скоростью последовательной машиной в качестве НМ особенно разрабатывалась Гейландом, причем применялась описанная в разд. А2 последовательная машина Гейланда [Л. 362, 364, 365]. Мы рассмотрим здесь свойства регулировочного агрегата в предположении, что коэффициент трансформации между роторной и статорной обмотками последовательной машины (см. разд. 1б)  $i = 1$ .

Последовательная машина питается током  $I_2$  частоты скольжения  $sf_1$  машины ИМ. Величина э. д. с., индуцированной в обмотке статора ИМ, полем в воздушном зазоре, при  $\ddot{u} = 1$  и скольжении  $s$ ,  $E_s = 2 \sin \alpha/2 \cdot s X_{Lh} I_2$  (см., например, фиг. 249 и 253), где  $X_{Lh}$  обозначает главное реактивное сопротивление эквивалентной обмотки ротора (разд. 1b) при частоте сети  $f_1$  и  $\alpha$  — угол, на который сдвинуты щетки из положения короткого замыкания;  $\dot{E}_s$  отстает по фазе от  $I_2$  на угол  $(\pi - \psi_s) = (\pi - \alpha/2)$ . Таким образом, мы получаем:

$$\begin{aligned} \dot{E}_s &= 2 \sin \alpha/2 \cdot s X_{Lh} \dot{I}_2 e^{-j(\pi - \alpha/2)} = \\ &= -2 \sin \alpha/2 \cdot s X_{Lh} \dot{I}_2 (\cos \alpha/2 + j \sin \alpha/2). \end{aligned} \quad (580a)$$

Величина э. д. с., индуцированной в обмотке ротора, при скольжении  $s_H$  ротора ИМ относительно своего вращающегося поля  $E_L = s_H E_s$ ;  $\dot{E}_L$  упреждает по фазе  $\dot{E}_s$  на угол  $(\pi - \alpha)$ . Таким образом,

$$\begin{aligned} \dot{E}_L &= 2 \sin \alpha/2 \cdot s_H X_{Lh} \dot{I}_2 e^{-j\alpha/2} = \\ &= -2 \sin \alpha/2 \cdot s_H X_{Lh} \dot{I}_2 (-\cos \alpha/2 + j \sin \alpha/2). \end{aligned} \quad (580b)$$

При этом мы получаем полную э. д. с., индуцированную полем в воздушном зазоре ИМ

$$\begin{aligned} \dot{E}_H &= \dot{E}_s + \dot{E}_L = -s[(1 - s_H) \sin \alpha + \\ &+ j(1 + s_H)(1 - \cos \alpha)] X_{Lh} \dot{I}_2. \end{aligned} \quad (580)$$

Предположим теперь, что нагрузочная машина (А на фиг. 367, а), с которой соединена последовательная машина, является синхронной машиной с числом пар полюсов  $p_A$ , которая включена на первичную сеть. При применении в качестве нагрузочной машины асинхронной машины, таким образом, ее скольжением пренебрегается. Если мы обозначим через

$$n_A = f_1 p_A \quad (581a)$$

скорость вращения нагрузочной машины и через

$$n_{H1} = sf_1 p_H \quad (581b)$$

синхронную скорость вращения ИМ (здесь последовательной машины) с числом пар полюсов  $p_H$ , то скольжение ИМ относительно ее вращающегося поля будет:

$$s_H = \frac{n_{H1} - n_A}{n_{H1}} = 1 - \frac{1}{s} \frac{p_H}{p_A}. \quad (581)$$

Если мы подставим это значение  $s_H$  в ур. (580), то получим:

$$\dot{E}_H = - \left[ \frac{p_H}{p_A} \sin \alpha - j \frac{p_H}{p_A} (1 - \cos \alpha) + j 2 (1 - \cos \alpha) s \right] X_{Lh} \dot{I}_2. \quad (582)$$

Таким образом, в ур. (549b) для составляющей напряжения  $\dot{U}'_{2v} = R'_H \dot{I}'_2 - \dot{E}'_H$  следует подставлять

$$\left. \begin{aligned} K'_w &= R'_H + \frac{p_H}{p_A} X'_{Lh} \sin \alpha; & K'_b &= -\frac{p_H}{p_A} (1 - \cos \alpha) X'_{Lh}; \\ K'_{bs} &= 2(1 - \cos \alpha) X'_{Lh}. \end{aligned} \right\} \quad (583a \text{ до } c)$$

Так как  $\dot{U}'_{3c} = 0$  ( $w = b = 0$ ),  $\dot{U}'_2 = \dot{U}'_{2v}$ , и мы можем рассчитать ток  $-\dot{I}'_2$  по ур. (551A) и параметры геометрического места для  $-\dot{I}'_2$  по ур. (551a до c).

Чтобы легче составить представление о выборе НМ, мы примем сперва во внимание только активную составляющую  $E_{Hw}$  в ур. (582). Для упрощения пренебрежем также всеми падениями напряжения во вторичной цепи ИМ. Тогда должно быть

$$sE_2 = E_{Hw} = -\frac{p_H}{p_A} X_{Lh} \sin \alpha \cdot I_2, \quad (584a)$$

откуда мы получаем ток

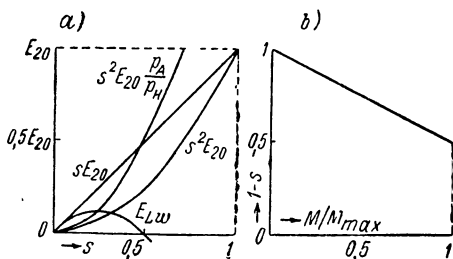
$$I_2 = -\frac{p_A}{p_H} \frac{sE_2}{X_{Lh} \sin \alpha}. \quad (584b)$$

Если мы подставим этот ток в активную составляющую  $E_{Lw}$  ур. (580b) и заменим  $s_H$  по ур. (581), то получим:

$$E_{Lw} = sE_2 - \frac{p_A}{p_H} s^2 E_2. \quad (584)$$

На фиг. 379, а нанесены  $sE_2$  и  $s^2 E_2$  в зависимости от скольжения  $s$  машины ИМ. Если мы умножим последнюю кривую на отношение чисел пар полюсов  $p_A/p_H$ , то получим, например для  $p_A/p_H = 2$ , кривую  $s^2 E_2 p_A/p_H$ . Разность  $sE_2 - s^2 E_2 p_A/p_H$  представляет собою тогда  $E_{Lw}$  в зависимости от скольжения  $s$ .

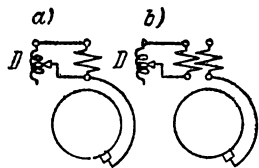
Э. д. с.  $E_{Lw}$  пропорциональна также (при пренебрежении высшими гармоническими) э. д. с.  $\mathcal{E}_R$ , которая индуцируется в короткозамкнутых щетками секциях ротора. При скольжении  $s = p_H/p_A$  (в нашем случае  $s = 0,5$ ) она становится равной нулю, поскольку тогда по ур. (581) скольжение НМ будет  $s_H = 0$ . После этого  $E_{Lw}$  и  $\mathcal{E}_R$  быстро возрастают. В связи с этим с учетом уничтожения искрения отношение  $p_H/p_A$  выбирают примерно равным наибольшему практически имеющему место скольжению ИМ.



Фиг. 379. а) Активная составляющая  $E_{Lw}$  при  $p_A/p_H = 2$ ; б) скорость вращения в зависимости от вращающего момента.



Если магнитная характеристика НМ есть прямая, проходящая через начало координат, т. е.  $X_{Lh}$  не зависит от  $I_2$ , скорость вращения ИМ в зависимости от  $I_2$  и при этом приблизительно также от вращающего момента  $M$  представляет собою прямую линию (фиг. 379, б).



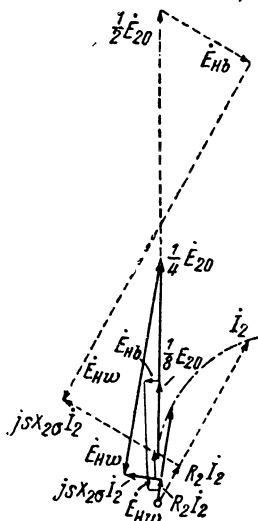
Фиг. 380. Регулирование области скоростей вращения посредством дросселя  $D$ .

Скольжение  $s$  машины ИМ, при котором  $s_H = 0$ , определяется согласно ур. (581) и фиг. 379, а отношением чисел пар полюсов  $p_H/p_A$ . Если при постоянном отношении  $p_H/p_A$  желательно его регулировать, то это может быть получено путем изменения положения щеток НМ [изменение  $\sin \alpha$  в ур. (582)]. Если последовательная машина должна быть снабжена добавочными полюсами или применяется машина типа Гейланда (разд. А2), щетки должны оставаться в неизменном положении, в большинстве случаев  $\alpha = 30^\circ$ . В этом случае по предложению Гейланда регулировка добавочного скольжения может достигаться посредством регулируемого дросселя, который либо включается параллельно обмотке статора (фиг. 380, а), либо по фиг. 380, б связывается с нею индуктивно. Эти схемы, из которых для безупречного режима заслуживает преимущества схема по фиг. 380, б, в отношении их свойств были подробно исследованы Л а й н е р о м [Л. 365].

Обратимся теперь к диаграмме напряжений вторичной цепи ИМ, причем в основу положим случай на фиг. 379, а при  $p_A/p_H = 2$  и щеточном угле  $\alpha = 30^\circ$ . Тогда

$$\dot{E}_H = - [0,25X_{Lh} - j(0,067 - 0,268s) X_{Lh}] \dot{I}_2.$$

Для скольжения  $s = 1/4$  машины ИМ реактивная составляющая  $E_{Hb} = 0$ . Если мы примем, что при  $s = 1/4$  имеет место номинальный момент ИМ, т. е. активная составляющая  $\dot{I}_2$  будет та же, что и на фиг. 365, а и б, 368 и т. д., разд. 1 и 2 (предполагается та же ИМ), то мы получим диаграмму напряжений, выделенную на фиг. 381 жирными линиями, которая изображена в  $1/10$  масштаба соответствующих диаграмм (например фиг. 365, а) разд. 1 и 2, поскольку скольжение теперь примерно в 10 раз больше. Для скольжения  $s = 1/8$  тогда получается диаграмма напряжений, указанная тонкими линиями, а для  $s = 1/2$  — штриховыми линиями, причем э. д. с. статора  $\dot{E}_1$  предполагается постоянной. При значениях скольжений  $s < 0,25$



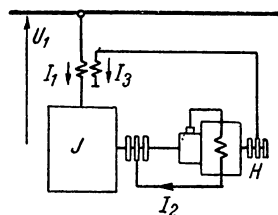
Фиг. 381. Векторные диаграммы для вторичной цепи ИМ.

благодаря реактивной составляющей  $E_{Hb}$  сеть разгружается от реактивного тока, а при  $s > 0,25$ , напротив,  $E_{Hb}$  действует в направлении увеличения потребляемого из сети реактивного тока.

Регулировочный агрегат с последовательной машиной сравнительно прост и дешев, но имеет, как мы видим из фиг. 381, весьма неполную компенсацию фазы, которая действует только при значительно вышесинхронной скорости вращения НМ и при больших значениях скольжений ИМ совсем перестает действовать.

В этих исследованиях мы принимали, что НМ приводится во вращение приблизительно с постоянной скоростью вращения. Значительно худшие соотношения получаются, если НМ сочленяется механически с ИМ [Л. 364].

**б. Преобразователь частоты в качестве НМ с компаундирующим трансформатором.** Добавочное скольжение при нагрузке ИМ может получаться также с помощью преобразователя частоты с независимым возбуждением, который возбуждается через последовательный трансформатор, первичная обмотка которого находится в первичной цепи ИМ, как это показано на фиг. 382а.



Фиг. 382а. ИМ с FW в качестве НМ и компаундирующим трансформатором.

Если  $X_{1t}$  обозначает реактивное сопротивление первичной обмотки,  $X_{3t}$  — реактивное сопротивление вторичной обмотки и  $X_{13t}$  — реактивное сопротивление взаимной индукции последовательного трансформатора,  $\dot{E}_F$  — э. д. с., индуцированную на стороне контактных колец FW, и  $R_3$  — полное активное сопротивление в первичной цепи тока FW, то для этой цепи справедливо уравнение напряжений:

$$(R_3 + jX_{3t}) I_3 + jX_{13t} I_1 = \dot{E}_F, \text{ где } I_3 = j\dot{E}_F / X_F. \quad (585a \text{ и } b)$$

Если мы подставим  $I_3$  в ур. (585а) и решим его относительно  $\dot{E}_F$ , то получим

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_F &= \frac{-R_3 + jX_3}{X_3^2 + R_3^2} X_F X_{13t} I_1 \approx \frac{-R_3 + jX_3}{X_3^2} X_F X_{13t} I_1, \\ \text{где} \quad X_3 &= X_F + X_{3t}, \end{aligned} \right\} \quad (586a \text{ и } b)$$

причем в практических случаях приближение весьма точно, так как  $R_3^2$  очень мало по сравнению с  $X_3^2$ . При пренебрежении  $R_3^2$  по сравнению с  $X_3^2$  по ур. (585b) и (586а) будет:

$$I_3 = -\frac{X_3 + jR_3}{X_3^2} X_{13t} I_1. \quad (587)$$

Если мы заменим в ур. (586а) первичный ток  $I_1$  у ИМ вторичным током  $I_2$ , где  $I_\mu$  обозначает приведенный к первичной обмотке намагничивающий ток ИМ:

$$I_1 = I_\mu - \dot{u} I_2, \text{ где } \dot{u} = \xi_2 \omega_2 / \xi_1 \omega_1, \quad (588a \text{ и } b)$$

то будет:

$$\dot{E}_F = \left( -\frac{R_3}{X_3} + j \right) v X_F I_\mu + \left( \frac{R_3}{X_3} - j \right) \ddot{u} v X_F I_2, \text{ где } v = \frac{X_{1st}}{X_3}. \quad (589a \text{ и } b)$$

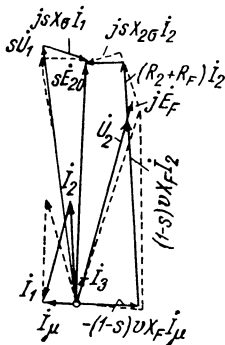
Для того чтобы написать уравнение напряжений для вторичной цепи ИМ, мы должны обратить внимание на следующее. Величина э. д. с. на вторичной стороне FW у некомпенсированного FW равна э. д. с. на первичной стороне, а у компенсированного ее нужно умножить на  $(1-s)$ . Фаза э. д. с. на вторичной стороне FW может устанавливаться у некомпенсированного с помощью щеток на коллекторе, а у компенсированного FW посредством поворота статора со щетками или угла сочленения между ИМ и FW. Если мы предоставим свободу этому регулированию и введем фазу э. д. с. на некоторый произвольный угол  $\alpha$  в сторону отставания, то можем записать для вторичной цепи ИМ с компенсированным FW уравнение напряжения:

$$(R_2 + R_F + j s X_{2\sigma}) I_2 = s \dot{E}_{20} + (1-s) \dot{E}_E \cdot \varepsilon^{-j\alpha}. \quad (590)$$

Если мы положим сперва  $\alpha = \pi/2$ , т. е.  $\varepsilon^{-j\alpha} = -j$ , то с учетом ур. (589a) получим:

$$\{R_2 + R_F + (1-s) \ddot{u} v X_F + j [s X_{2\sigma} + (1-s) \ddot{u} v X_F R_3 / X_3]\} I_2 - (1-s) v X_F (1 + j R_3 / X_3) I_\mu = s \dot{E}_{20}. \quad (591)$$

$(1-s) \ddot{u} v X_F$  ведет себя как некоторое увеличенное активное сопротивление в цепи ротора, т. е. увеличивает скольжение с возрастанием вращающего момента, а  $(1-s) \ddot{u} v X_F R_3 / X_3$  несколько увеличивает реактивное сопротивление рассеяния во вторичной цепи ИМ и  $-(1-s) v X_F (1 + j R_3 / X_3) I_\mu$  улучшает коэффициент мощности ИМ.



Фиг. 382b. Векторные диаграммы к фиг. 382а; — при  $\alpha = \pi/2$ ; — — — если  $I_{2b} = I_\mu$ .

противлением  $R_3$  в цепи  $\mathcal{B}$ , которое сказывается практически только в некотором увеличении значения для  $s X_{2\sigma}$  [ур. (591)].

<sup>1</sup> На фиг. 365, а отношение  $s X_{2\sigma} / (R_2 + R_F) = 0,15$ , откуда мы получаем, при  $X_{2\sigma} / (R_2 + R_F) = 0,05 / 0,008 = 6,25$ ,  $s = 0,15 / 6,25 = 0,024$ ;  $R_F$  мы полагаем равным  $R_P$ .

На фиг. 382b диаграмма напряжений вторичной цепи ИМ выделена более жирными линиями [см. ур. (591) при  $\ddot{u} = 1$  и  $R_3 = 0$ ]. Все напряжения по сравнению с фиг. 365, а уменьшены в отношении 0,024 : 0,1 = 0,24, так что  $sE_{20}$  имеет ту же длину, что и на фиг. 365, а. Для токов, напротив, действителен тот же масштаб, что и на фиг. 365, а и на остальных соответствующих фигурах предыдущих разделов. При  $R_3 = 0$  согласно ур. (587)  $I_3 = -vI_1$  и по ур. (585b)  $j\dot{E}_F$  находится в фазе с  $I_3$ .

Для первичной цепи ИМ уравнение напряжений при  $R_3 = 0$  имеет вид

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 + [R_1 + j(X_{1\sigma} + X_{1t})] I_1 + jX_{13}I_3 = \dot{U}_1 + \\ + [R_1 + j(X_{1\sigma} + X_{1t} - vX_{13})] I_1 = \dot{E}_1. \end{aligned} \quad (592)$$

Таким образом, реактивное сопротивление рассеяния  $X_{1\sigma}$  увеличивается на  $X_{1t} - vX_{13}$ . Последовательный трансформатор должен проектироваться так, чтобы это увеличение оставалось в умеренных пределах.

Произведение  $vX_F$  определяется уже вторичной цепью, а именно как 0,0254 :  $(1-s) \ddot{u} = 0,0282$ , так как мы предположили  $\ddot{u} = 1$ ;  $x_F$  или  $v$  могут быть в известных пределах выбраны произвольно. Чем больше  $x_F$ , тем меньше будет намагничивающий ток  $I_3$  в FW и при этом также последовательный трансформатор и добавочное реактивное сопротивление  $X_{1t} - vX_{13}$  в первичной цепи ИМ. Однако для лучшего расчета FW,  $x_F$  не может выбираться произвольно в широких пределах. Большие значения  $x_F$  требуют большего числа витков при меньшем потоке, а меньшие — наоборот. Мы примем здесь в качестве примера  $x_F = 0,1$ . При этом получается  $v = 0,0254/(1-s) x_F = 0,282$ .

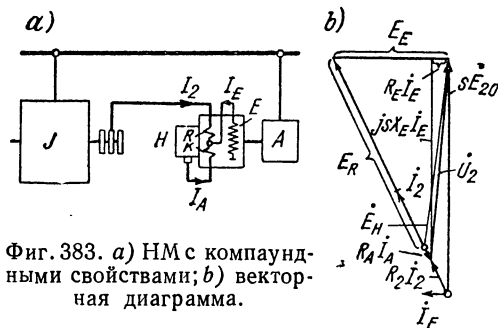
Реактивные сопротивления последовательного трансформатора  $X_{1t} : X_{13} : X_{3t}$  при пренебрежении рассеянием относятся как  $\omega_{1t}^2 : \omega_{13}\omega_{3t} : \omega_{3t}^2$  или при коэффициенте трансформации  $\ddot{u}_t = \omega_{3t}/\omega_{1t}$  как  $1 : \ddot{u}_t : \ddot{u}_t^2$ . Если мы приведем эти реактивные сопротивления также к  $X_{1h}$  и обозначим их через  $x_{1t}$ ,  $x_{13}$ ,  $x_{3t}$ , то из ур. (589b), с учетом (586b), получим  $x_{13t} = v x_F / (1 - v\ddot{u}_t) = 0,0282/(1 - \ddot{u}_t < 1/0,282 = 3,55$ . Если мы введем  $x_{13t}$  в добавочное, вызванное последовательным трансформатором реактивное сопротивление первичной цепи ИМ, то получим  $x_{1t} - vx_{13t} = 0,0282/\ddot{u}_t$ . Это значение становится тем меньше, чем больше  $\ddot{u}_t$  приближается к значению 3,55. Однако вблизи этого предельного значения проектирование трансформатора становится неблагоприятным; он должен, особенно если выполняется без воздушного зазора, выполняться с меньшими магнитными и большими электрическими нагрузками, причем активное сопротивление вторичной обмотки последовательного трансформатора, которое составляет часть сопротивления  $R_{3t}$  в цепи 3 и которым мы пренебрегали, уже может иметь значение.

Благоприятные соотношения получаются еще только при  $\ddot{u}_t = 3$ . При этом  $x_{13t} = 0,183$ ,  $x_{1t} = 0,0610$ ,  $x_{3t} = 0,549$  и  $x_{1t} - vx_{13t} = 0,0094$ , т. е. в ур. (592) реактивное сопротивление  $X_\sigma = X_{1\sigma} + X_{1t} - vX_{3t} = 0,0594X_{1h}$ . Если для облегчения сравнения со вторичной цепью ИМ мы умножим ур. (592) на  $s$  ( $\ddot{u}$  мы полагаем равным единице), то получим при  $r_1 = 0,006$  и  $\sigma_1 = 0,05$ , как и в прежних примерах,  $0,1\dot{U}_1 + (0,0006 + j0,00594) X_{1h}I_1 = s\dot{E}_1 = sE_{20}$ . Это уравнение наглядно представлено слабее проведенными линиями на фиг. 382b.

Оценки теперь еще мощность последовательного трансформатора. Мощность первичной обмотки получается в нашем случае как  $N_{1t} = m_1(x_{1t}I_1 - x_{13}I_3) \cdot X_{1h}I_1 = 3 \cdot 0,0094X_{1h}I_1^2$ , а мощность вторичной обмотки как  $N_{2t} = m_2(x_{13}I_1 - x_{3t}I_3) X_{1h}I_3 = m_1(x_{13t} - vx_{3t})vX_{1h}I_1^2 = 3 \cdot 0,00795X_{1h}I_1^2$ . Среднее значение составляет  $3 \cdot 0,0087 X_{1h}I_1^2$ . Для номинальной нагрузки ИМ при

$I_\mu/I_1 = 0,32$  (см. фиг. 382b) мы можем записать:  $m_1 X_{1h} I_\mu I_1 = 3 \cdot 0,32 X_{1h} I_1^2$ . Таким образом, в нашем случае последовательный трансформатор должен быть рассчитан на мощность примерно 2,7% от номинальной мощности ИМ.

Из векторной диаграммы на фиг. 382b мы видим, что с возрастанием нагрузки не только дополнительно увеличивается скольжение по сравнению с обычной асинхронной машиной, но и что благодаря последовательному трансформатору уменьшается также потребление ИМ реактивной мощности. Чтобы еще больше разгрузить сеть от реактивных токов, нужно так установить угол сочленения между ИМ и FW, чтобы  $\alpha$  в ур. (590) было несколько больше  $\pi/2$ , причем нужно также выбрать и несколько большей величину  $\dot{E}_F$ . Для того случая, когда  $\alpha$  выбрано таким образом, что намагничивающий ток полностью покрывается с роторной цепи, на фиг. 382b векторная диаграмма изображена штриховыми линиями.



Фиг. 383. а) ИМ с компаундными свойствами; б) векторная диаграмма.

Если последовательный трансформатор выполняется в виде поворотного трансформатора, путем поворота последовательного трансформатора  $\dot{E}_F$  может также регулироваться по фазе. При применении неподвижного трансформатора желаемая фаза может быть по-

лучена посредством смешанного включения частей обмоток различных сердечников (см. фиг. 390, а и б).

**с. Шунтовая машина в качестве ИМ с добавочной последовательной обмоткой.** Схема указана на фиг. 383, а; ИМ является шунтовой машиной, снабженной компенсационной обмоткой  $K$ , которая отличается, однако, от машины на фиг. 376, а тем, что, кроме шунтовой обмотки возбуждения  $E$ , она имеет еще добавочную обмотку  $R$ , обтекаемую током  $I_2$ , которая включается так, что благодаря ей в ИМ индуцируется еще э. д. с., действующая в направлении активного падения напряжения  $R_2 I_2$ . Она направлена противоположно —  $jvX_L I_2$  на фиг. 368, а и увеличивает поэтому скольжение ИМ.

Чтобы выяснить основные свойства этой схемы, мы сделаем пренебрежения, подобные тем, какие были приняты для шунтовой машины в разд. 2с, т. е. при построении диаграммы напряжений для вторичной цепи ИМ пренебрежем падением напряжения рассеяния  $jsX_{2s} I_2$  в обмотке ротора ИМ и реактивным сопротивлением роторной цепи ИМ и положим  $I_A = -I_2$ . Пренебрежем далее взаимной индуктивностью между обеими обмотками  $R$  и  $E$ . Строго говоря, это допустимо только тогда, если при выполнении ИМ в виде машины Шербиуса эти обмотки располагаются на отдельных сердечниках. Если же они

находятся на одних и тех же сердечниках, то взаимная индуктивность может быть устранена посредством разделительного трансформатора (см. разд. 1А8с) или же может быть сделана безвредной посредством включения в цепь шунтовой обмотки  $E$  сопротивлений.

При этих предположениях мы получаем построенную на фиг. 383,  $b$  диаграмму напряжений для цепи ротора  $IM$  и для  $HM$ , которая соответствует диаграмме напряжений регулировочного агрегата с шунтовой машиной (фиг. 378), т. е. предполагает самовозбуждение. Она построена при том же вращающем моменте для в 5 раз большего скольжения в масштабе  $1/5$  от такового на фиг. 378;  $\dot{U}_2$  есть напряжение на контактных кольцах. Если мы прибавим к нему падение напряжения  $R_2 I_2$  в роторе  $IM$ , то получим э. д. с.  $s\dot{E}_2$ , индуцированную в обмотке ротора. Током возбуждения  $\dot{I}_E$  в  $HM$  индуцируется э. д. с.  $\dot{E}_E$ , а током  $\dot{I}_2$  индуцируется э. д. с.  $\dot{E}_R$ . Их сумма дает э. д. с.  $\dot{E}_H$  в цепи ротора  $HM$ , которая равна  $\dot{U}_2 + R_A \dot{I}_A$ . Диаграмма напряжений отличается от диаграммы фиг. 378 только тем, что вместо  $R_A \dot{I}_A$  должно быть подставлено  $\dot{E}_R + R_A \dot{I}_A$ . При этой замене справедливы также соображения, изложенные в разд. 2с об условиях самовозбуждения [ур. (576а и b)], которые, однако, если мы подставим

$$R_{AR} = E_R / I_2, \quad (593a)$$

в форме ур. (577b) имеют вид

$$\left(1 + \frac{R_A + R_{AR}}{R_2}\right) R_E I_E \approx E_E. \quad (593)$$

Скольжение  $IM$  увеличивается в отношении  $(R_2 + R_A + R_{AR})/R_2$  по сравнению со скольжением  $IM$  без  $HM$  и оказывается пропорциональным току  $I_2$ .

Ввиду больших скольжений пренебрежение индуктивной составляющей напряжения  $j s X_{2c} I_2$  здесь менее обосновано, чем в разд 2с. Чтобы повысить точность, нужно несколько увеличить  $\dot{E}_E$ . Более точно свойства схемы на фиг. 383,  $a$  рассмотрены Дрейфусом [Л. 10, стр. 73 и далее].

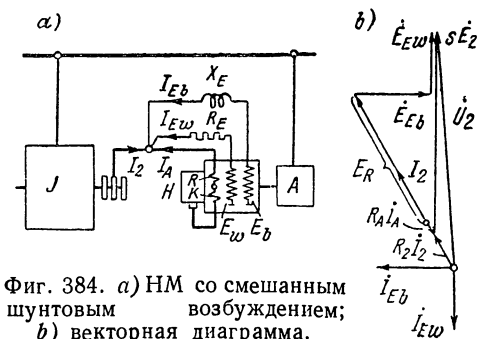
**d.  $HM$  со смешанным шунтовым возбуждением.** На фиг. 384,  $a$  приведена схема, предложенная Зейцем. Наряду с последовательной обмоткой  $R$  и компенсационной обмоткой  $K$ ,  $HM$  имеет две шунтовые обмотки, включенные на контактные кольца  $IM$ . В цепь одной из них включается активное сопротивление  $R_E$ , а в цепь другой индуктивное сопротивление  $X_E$ , где  $X_E$  приведено к частоте сети. Оба сопротивления должны быть выбраны с таким запасом, чтобы при всех практически встречающихся скольжениях  $IM$  ток  $\dot{I}_{Ew}$  в обмотке возбуждения  $E_w$  был, по существу, в фазе с напряжением на контактных кольцах  $\dot{U}_2$ , а ток  $\dot{I}_{Eb}$  в обмотке возбуждения  $E_b$  упреждал  $\dot{U}_2$  на четверть периода.

При предположении, что это полностью выполняется, на фиг. 384,  $b$  построена диаграмма напряжений для вторичной цепи  $IM$  и для

НМ при тех же упрощениях, что и на фиг. 383, *b*;  $\dot{E}_R$ ,  $\dot{E}_{Ew}$  и  $\dot{E}_{Eb}$  суть э. д. с., которые индуктируются в НМ токами в обмотках  $R$ ,  $E_w$  и  $E_b$ . При прямолинейной характеристике НМ э. д. с.  $\dot{E}_R$  пропорциональна току  $I_A \approx -I_2$ , а  $\dot{E}_{Ew}$  пропорциональна напряжению  $U_2$ ;  $\dot{E}_{Eb}$ , напротив, лишь незначительно зависит от  $U_2$ , поскольку  $U_2$ , точно так же как и реактивное сопротивление в цепи  $E_b$ , приблизительно пропорционально скольжению;  $\dot{E}_{Eb}$  обуславливает компенсацию фазы уже при холостом ходе. В остальных свойствах этого

регулируемого агрегата подобны свойствам схемы по фиг. 383, *a*.

С одной стороны, НМ должна покрывать потери в меди от намагничивающего тока  $I_{2b}$  от  $I_2$ , а с другой стороны, отводить от ИМ мощность добавочного скольжения. Поэтому при малых скольжениях она работает генератором, а при больших скольжениях двигателем. В первом слу-



Фиг. 384. *a*) НМ со смешанным шунтовым возбуждением; *b*) векторная диаграмма.

чае приводная машина *A* потребляет мощность из сети, а во втором случае она возвращает мощность добавочного скольжения обратно в сеть.

В действительности сопротивления обеих шунтовых обмоток возбуждения не являются чисто активным и чисто реактивным сопротивлением. В обеих обмотках возбуждения результирующим потоком НМ индуктируются э. д. с., которые, правда, по сравнению с э. д. с.  $E_R$ ,  $E_{Ew}$  и  $E_{Eb}$  относительно малы, так как обмотки возбуждения лежат на статоре и э. д. с. в них пропорциональны только  $s$ . Вызванные этим отклонения от диаграммы напряжений на фиг. 384, *b* могут быть компенсированы тем, что токи возбуждения шунтовых обмоток в каждой фазе получают еще добавочные токи возбуждения от одной из других фаз [Л. 9, стр. 640].

## Д. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ

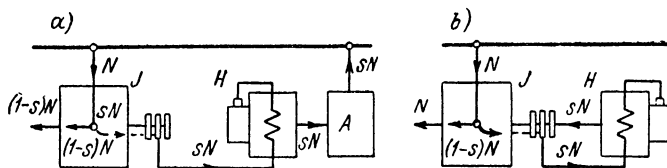
Регулируемые агрегаты, у которых скорость вращения холостого хода примерно равна синхронной, были рассмотрены нами уже в разд. С. Здесь же должны быть рассмотрены регулируемые агрегаты, у которых ИМ с помощью НМ может приобретать различные скорости вращения холостого хода, причем ИМ, по существу, обнаруживает шунтовые свойства. При работе в качестве двигателя скорость вращения ИМ с возрастанием нагрузки лишь незначительно падает и при вращении ИМ с некоторой скоростью вращения, большей чем скорость вращения холостого хода, она работает в качестве генератора. ИМ ведет себя, таким образом,

по отношению к своей установленной с помощью НМ скорости вращения холостого хода подобно тому, как обычная ИМ — по отношению к синхронной скорости вращения.

Путем введения некоторого добавочного напряжения, пропорционального току ротора, в цепь ротора ИМ можно влиять на ее скольжение, и ИМ получает компаундные свойства, как мы уже познакомились с этим в разд. СЗ для машин с синхронной скоростью вращения холостого хода. С регулированием скорости вращения обычно связывается также и компенсация фазы (см. разд. С2).

## 1. Привод НМ

Во введении к разд. III мы упоминали уже о том, что НМ может либо сочленяться механически с ИМ, либо устанавливаться отдельно от ИМ. У машинных агрегатов для регулирования скорости вращения нужно, однако, еще кое-что принять во внимание, если исключить преобразователь частоты без компенсационной обмотки в качестве НМ, при котором мощность скольжения, так же как при трансформаторе, непосредственно потребляется из сети. Однако такой преобразователь частоты в качестве НМ для рассматриваемых здесь



Фиг. 385. Поток мощностей: а) при отдельном приводе; б) при сочленении НМ с ИМ.

регулирующих агрегатов с НМ повышенной мощности едва ли имеет значение.

При низесинхронной скорости вращения ИМ ее добавочная мощность скольжения подводится к НМ, которую при отдельной установке она через приводную машину отдает в сеть, а при механическом сочленении с ИМ снова возвращает на вал ИМ. На фиг. 385, а и б при пренебрежении потерями в машинах указано, как при низесинхронной скорости вращения ИМ мощность  $N$ , потребляемая ИМ из сети, протекает через машины, причем поток электрической мощности в ИМ указан штриховой линией. Если ИМ вращается с вышесинхронной скоростью, то добавочная мощность скольжения должна подводиться к ИМ через НМ, которую НМ при отдельной установке потребляет через приводную машину из сети, а при механическом сочленении с ИМ — с вала ИМ. На фиг. 385, а и б тогда  $s$  изменяет свой знак.

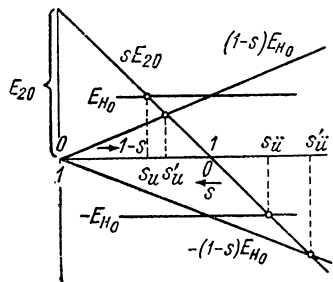
Для постоянного активного тока ротора  $I_{2w}$  (отнесенного к  $\dot{E}_1$ ) ИМ на валу ИМ при отдельной установке НМ получается поэтому



мощность, пропорциональная скорости вращения, а при механическом сочленении НМ с ИМ, независимо от скорости вращения, практически постоянная мощность. Таким образом, в первом случае полезный вращающий момент ИМ не зависит от скорости вращения, а во втором случае он обратно пропорционален скорости вращения.

В большинстве случаев НМ устанавливается отдельно от ИМ. Тогда ее скорость вращения может быть выбрана независимо от скорости вращения ИМ.

Так как при неизменном токе  $I_2$  мощность НМ пропорциональна величине скольжения ИМ, то чтобы получить по возможности меньшую НМ, желательно так располагать область регулирования, чтобы наименьшая скорость вращения имела место ниже синхронизма, а наибольшая скорость вращения выше синхронизма ИМ.



Фиг. 386. Наилучшее положение области регулирования.

Если НМ устанавливается отдельно и приводится во вращение с постоянной скоростью, наименьшая НМ получается, если скольжение  $s_u$  при наименьшей (нижесинхронной) скорости вращения равно по величине скольжению  $s_u$  при наибольшей (вышесинхронной) скорости вращения. Тогда при холостом ходе  $(n_{\max} + n_{\min})/2 = n_1$  равно синхронной скорости вращения ИМ. Если  $E_{H0}$  обозначает наибольшую величину э. д. с., индуцированную в НМ, то согласно фиг. 386 предельные значения скольжений  $s = -s_u$  получаются посредством точек пересечения  $E_{H0}$  и  $-E_{H0}$  с э. д. с.  $sE_{20}$  во вторичной обмотке ИМ. Тогда в этом случае

$$1 - s_u = \frac{E_{20} - E_{H0}}{E_{20}} = 1 - v \quad \text{и} \quad 1 - s_u = \frac{E_{20} + E_{H0}}{E_{20}} = 1 + v, \quad (594a \text{ и } b)$$

где

$$v = E_{H0}/E_{20} \quad (594c)$$

обозначает отношение э. д. с. НМ к э. д. с. ИМ при неподвижном состоянии. Так как обе машины обтекаются одним и тем же током, это отношение является также и отношением мощностей. При этом отношение скоростей вращения будет:

$$\frac{n_{\max}}{n_{\min}} = \frac{1 - s_u}{1 - s_u} = \frac{1 + v}{1 - v}. \quad (594)$$

Если, напротив, НМ сочленяется с ИМ механически, например, с таким коэффициентом передачи, что при синхронной скорости вращения ИМ машина НМ имеет ту же скорость вращения, что и при отдельной установке, то при той же самой НМ ее э. д. с. будет  $(1 - s) E_{H0}$ . Скольжение при нижесинхронной скорости получается

тогда посредством точки пересечения прямых  $sE_{20}$  и  $(1-s)E_{H0}$  на фиг. 386 как  $s'_u$ , а при вышесинхронной скорости посредством точки пересечения прямых  $sE_{20}$  и  $-(1-s)E_{H0}$  как  $s'_u$ . Чтобы обойтись возможно меньшей НМ, область регулирования должна переместиться в сторону больших скоростей вращения. В этом случае

$$(1-s'_u)E_{H0} = s'_u E_{20} \quad \text{или} \quad 1-s'_u = \frac{E_{20}}{E_{20}+E_{H0}} = \frac{1}{1+v} \quad (595a \text{ и } b)$$

и

$$-(1-s'_u)E_{H0} = s'_u E_{20} \quad \text{или} \quad 1-s'_u = \frac{E_{20}}{E_{20}-E_{H0}} = \frac{1}{1-v}. \quad (596a \text{ и } b)$$

Отношение наибольшей к наименьшей скорости вращения при той же НМ получается такое же, как и в первом случае. Если бы, напротив, при том же отношении  $n_{\max}/n_{\min}$  принять другие значения скольжений  $s'_u$  и  $s'_u$ , то нужно было бы выбирать большую НМ. Если сохранить, например, те же значения скольжений, что и при отдельном приводе НМ ( $s_u$  и  $s_u$ ), то ее мощность должна была бы выбираться большей в отношении ординат  $sE_{20}$  и  $(1-s)E_{H0}$  при  $s = s_u$  на фиг. 386.

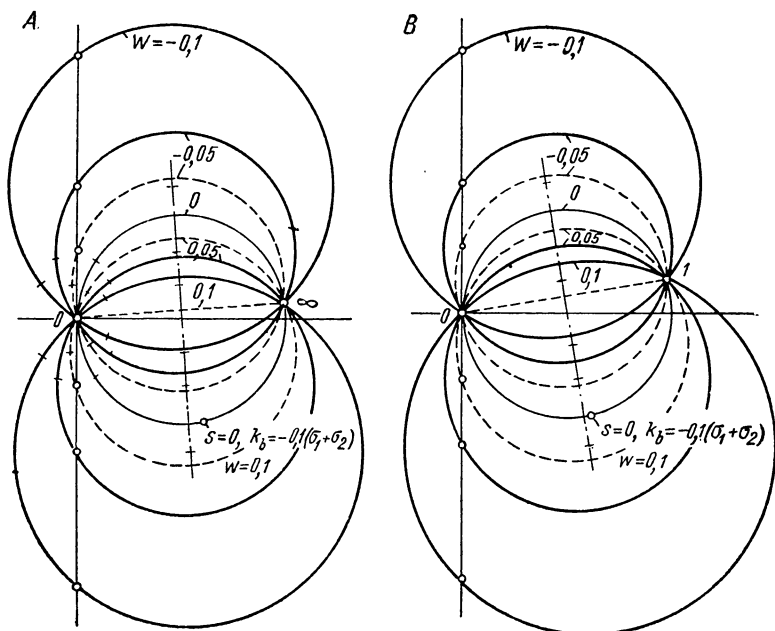
## 2. Геометрические места — $I'_2$

В разд. В1 мы различали два случая для напряжения  $\dot{U}'_2$ , которое создает НМ на контактных кольцах ИМ. Напряжение  $\dot{U}'_2$  в случае А определяется ур. (549) и (549a и b), а в случае В ур. (552a и b). Здесь мы рассмотрим параллельно оба эти случая.

Из составляющих напряжения  $\dot{U}'_2$  составляющая  $\omega \dot{U}_1$  и соответственно  $(1-s)\omega \dot{U}_1$  является напряжением, которое влияет на скорость вращения холостого хода ИМ. Примем сначала, что эта составляющая от  $\dot{U}'_2$  действует о д н а, т. е. в ур. (551А) и соответственно (553В)  $b = 0$  и  $k_w = k_b = k_{bs} = 0$ . Окружности для концов векторов тока  $-I'_2$  имеют тогда с окружностью  $K_0$ , которая справедлива для  $\dot{U}'_2 = 0$ , согласно ур. (551А) и соответственно (553В) общие точки при  $s = \infty$  и соответственно при  $s = 1$ . Кроме того, точка  $s = 0$  на окружности  $K_0$  также является общей точкой окружностей для  $\omega \geq 0$ , если  $b = 0$ , а именно эта точка соответствует согласно ур. (551А) и соответственно (553В) скольжению  $s = \omega$  и соответственно  $s = \omega/(1+\omega)$ . Таким образом, центры окружностей для любых  $\omega$  в случае А лежат на перпендикуляре к середине линии, соединяющей точки  $s = 0$  и  $s = \infty$ , а в случае В на перпендикуляре к середине линии, соединяющей точки  $s = 0$  и  $s = 1$  окружности  $K_0$  (штрихпунктирные прямые на фиг. 387А и В).

На фиг. 387, А и В сплошные окружности представляют собою рассмотренный здесь случай, когда  $b = 0$  и  $k_w = k_b = k_{bs} = 0$ , а именно для  $\omega = 0$ ,  $\omega = \pm 0,05$  и  $\omega = \pm 0,1$ . Окружность  $K_0$ , которая действительна для ИМ при короткозамкнутых контактных кольцах, проведена слабее. В основу положены те же значения для

$r_1 = r_2 = 0,006$  и  $\sigma_1 + \sigma_2 = 0,1$ , что и на фиг. 373. Если  $b = 0$  и  $k_b = k_{bs} = 0$ , в обоих случаях, А и В, скольжение  $s = 0$  получается при токе  $-I'_2 = \frac{-w}{r_2 + k_w} \cdot \frac{U_1}{X_{1h}}$ , следовательно, в точке пересечения окружностей с осью ординат; они указаны, как и точки  $s = \infty$  на фиг. 387, А и  $s = 1$  на фиг. 387, В, маленькими кружками. Маленькими поперечными черточками на всех окружностях фиг. 387, А отмечены также значения скольжений  $s = s_0 \pm 0,025$  (номинальное



Фиг. 387. Геометрические места  $-I'_2$  для  $b = 0$  и  $w = 0; \pm 0,05, \pm 0,1$ :  
А — отдельный привод; В — сочленение НМ с ИМ.

скольжение ИМ составляет  $s_N = 0,024$  при  $s_0 = 0$ ). Скольжение холостого хода  $s_0$  мы получим, если положим  $-I'_2 = 0$ , т. е. по ур. (551А) и соответственно (553В) как  $s_0 = w$  и соответственно  $s_0 = w/(1 + w)$ .

Из сплошных окружностей мы видим, что положение геометрических мест тока  $-I'_2$  благодаря составляющей напряжения  $wU_1$  и соответственно  $(1 - s)wU_1$  становится значительно менее благоприятным. При нижесинхронной скорости вращения холостого хода ( $w$  — положительно) значительно ухудшается перегрузочная способность и фаза  $-I'_2$  в области двигательного режима (выше оси абсцисс), а в области генераторного режима (ниже оси абсцисс) они, напротив, улучшаются. Противоположный результат получается при вышесинхронной скорости вращения холостого хода ( $w$  —

отрицательно). При этом мы принимали лишь сравнительно малое отклонение скорости вращения холостого хода от синхронной, а именно  $\pm 0,05$  и  $\pm 0,1$ . Еще более неблагоприятные соотношения получаются при больших отклонениях скорости вращения холостого хода от синхронной, как это обычно имеет место при регулировании скорости вращения.

Причина ухудшения соотношений заключается в большой координате центра  $y_m$ , которая по ур. (551b) и соответственно (553b) для того случая, когда  $b = 0$  и  $k_b = k_{bs} = 0$ , получается как  $y_m = \omega U_1 / 2 X_{1h} (r_2 + k_w)$ . Таким образом, можно улучшить соотношения посредством составляющей напряжения  $K'_w i'_2$  и соответственно  $(1 - s) K'_w i'_2$  в  $U'_2$ ;  $K'_w = R'_2$  или  $k_w = r_2$  соответствовало бы активному сопротивлению в цепи ротора НМ, которое равно активному сопротивлению обмотки ротора ІМ (до сих пор мы пренебрегали сопротивлением НМ). Для этого случая при  $\omega = \pm 0,05$  окружности начерчены штриховыми линиями; для  $\omega = \pm 0,1$  они совпали бы со сплошными окружностями при  $\omega = \pm 0,05$ , но дали бы другое распределение скольжений. Значения скольжений  $s_0 = \pm 0,025$  на штриховых окружностях на фиг. 387, А также отмечены маленькими поперечными черточками.

Мы видим, что под влиянием положительных значений  $k_w$  получается лучшее положение геометрических мест, но при этом возникает добавочное скольжение при нагрузке.

Более радикальным средством и без увеличения добавочного скольжения является, однако, создание отрицательного значения  $k_b$ , посредством которого согласно ур. (551b) и (553b) можно практически любым образом влиять на  $y_m$ . Если, например, при  $b = 0$  и  $k_w = k_{bs} = 0$  выбрать  $k_b = -\omega(\sigma_1 + \sigma_2)$ , то геометрические места при любых значениях  $\omega$  совпадут с окружностью  $K_0$ , причем, однако, соответственно различным значениям  $\omega$  получатся различные распределения скольжений. Скольжение  $s = 0$  не совпадает теперь, как у круга  $K_0$ , с точкой начала координат; для  $\omega = 0,1$  оно отмечено маленьким кружком. Скольжение холостого хода  $s_0$  для  $b = 0$  должно, конечно, всегда совпадать с точкой начала координат  $O$ . Значения скольжений  $s = s_0 + 0,025 = 0,125$  и  $s = s_0 - 0,025 = 0,075$  лежат вблизи значений скольжений  $s = -0,025$  и  $s = 0,025$ , отмеченных поперечными черточками на окружности  $K_0$  при короткозамкнутых контактных кольцах.

Влияние  $k_{bs}$ , которое имеет значение только для случая А, если мы ограничимся в качестве геометрического места окружностью, выражается в том, что при положительном значении оно действует как увеличенное скольжение; а при отрицательном значении — как уменьшенное скольжение. В последнем случае теоретически можно было бы полностью компенсировать рассеяние ІМ, так что геометрическое место совпало бы с осью ординат.

До сих пор мы полагаем  $b = 0$ ;  $b$  определяет желаемую реактивную составляющую —  $i'_2$ , имеющую место при холостом ходе, так чтобы геометрическое место —  $i'_2$  больше не проходило через

точку начала координат  $O$ , а при положительном  $b$  смещалось в направлении отрицательной оси абсцисс, как мы показали это в разд. С2 на фиг. 373.

### 3. Преобразователь частоты в качестве НМ

а. **Приложенное напряжение  $\dot{U}_2'$ .** В разд. 2 мы видели, что для изменения скорости вращения ИМ к ее контактным кольцам должно подводиться некоторое напряжение, находящееся в основном в фазе или в противофазе с первичным напряжением  $\dot{U}_1$ . Если это напряжение оказывается постоянным, то благодаря ему меняется скольжение холостого хода. При этом, если устанавливается нижесинхронная скорость вращения холостого хода, с возрастанием нагрузки намагничивающий ток, потребляемый из сети, и падение скорости вращения увеличиваются, а перегрузочная способность ухудшается, причем тем в большей степени, чем больше отклонение скорости вращения холостого хода от синхронной скорости вращения. При вышесинхронной скорости вращения холостого хода эти свойства получают обратными. Причиной этих неблагоприятных нагрузочных свойств ИМ мы усматривали в падении напряжения  $j s X_c I_2'$ , которое может быть сделано безвредным благодаря отрицательному значению отношения сопротивлений  $k_b$  или также полностью отрицательного  $k_{bs}$ .

Если мы удовлетворимся тем, что компенсируем это падение напряжения по крайней мере при скорости вращения холостого хода, то, как мы увидим, это может быть достигнуто простыми средствами. ИМ ведет себя при нагрузке в отношении изменения скорости вращения для каждой скорости вращения холостого хода, по существу, как и ИМ с короткозамкнутыми контактными кольцами, т. е. разность скольжений ( $s - s_0$ ), вращающий момент и коэффициент мощности оказываются такими же, как и при короткозамкнутых контактных кольцах. В обоих случаях первичная обмотка может быть разгружена от намагничивающего тока путем введения во вторичную цепь некоторого напряжения, сдвинутого на четверть периода относительно напряжения сети, как это было показано нами в разд. IIIСЗ. Для напряжения, которое создает  $FW$  на контактных кольцах ИМ, мы можем тогда записать:

$$\dot{U}_2' = (\omega - jb) \dot{U}_1 + j K_b' I_2', \quad (597)$$

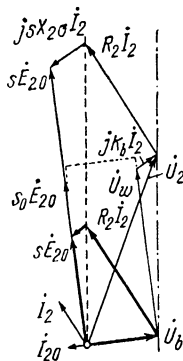
где  $\omega$  и  $b$  — постоянные коэффициенты ( $\omega$  положительно при нижесинхронной и отрицательно при вышесинхронной скорости вращения холостого хода), а величина сопротивления  $K_b'$  отрицательна и пропорциональна скольжению холостого хода  $s_0$ .

Чтобы легче представить себе основные свойства регулировочного агрегата, рассмотрим снова диаграмму напряжений для вторичной цепи ИМ и пренебрежем падением напряжения в ее первичной цепи. Если скорость вращения холостого хода равна синхрон-

ной ( $s_0 = \omega = 0$ ,  $K'_b = 0$ ), то мы получаем диаграмму напряжений по фиг. 372, которая в половинном масштабе (и при другой последовательности составляющих напряжения) выделена на фиг. 388 более жирными линиями. При этом  $\dot{U}_b$  соответствует отнесенной к обмотке ротора ИМ составляющей —  $j\dot{b}\dot{U}_1$  в ур. (597). Если мы потребуем, чтобы при любом скольжении вращающий момент и реактивная составляющая  $\dot{I}_2$  оставались теми же самыми (предполагается та же ИМ), то, например, при 2,5-кратном скольжении получим диаграмму напряжений, представленную тонкими линиями. Для цепи ИМ будет  $\dot{U}_2 + (R_2 + jsX_{2\sigma})\dot{I}_2 = s\dot{E}_{20}$ , а для цепи НМ  $\dot{U}_2 = \dot{U}_b + \dot{U}_w + jK_b\dot{I}_2$  (при отрицательном  $K_b$ ). Для того чтобы при постоянном вращающем моменте ток  $\dot{I}_2$  оставался постоянным по величине и по фазе относительно  $\dot{E}_{20}$ , конец вектора напряжения  $\dot{U}_2$ , при установке скорости вращения холостого хода ( $\omega$  и  $k'_b$ ) должен перемещаться по штрихпунктирной прямой. При холостом ходе активная составляющая  $\dot{I}_2$  должна исчезнуть. Тогда, при принятых на фиг. 388 значениях для  $\dot{U}_w$  и  $\dot{U}_b$ , получается диаграмма напряжений, указанная пунктирными линиями;  $jK_b\dot{I}_2$  становится равной  $jK_b\dot{I}_{20}$  и  $jsX_{2\sigma}\dot{I}_2$  равной  $js_0X_{2\sigma}\dot{I}_{20}$ .

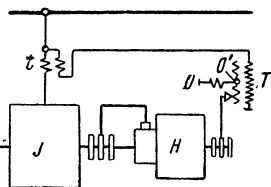
#### б. Соединение преобразователя частоты с ИМ.

На фиг. 389 представлена в качестве примера подходящая схема с ФВ без компенсационной обмотки. Часть вторичной обмотки трансформатора  $T$ , совпадающая по оси с его первичной обмоткой, дает, если мы сперва представим себе трансформатор  $t$  замкнутым накоротко, составляющую  $\omega\dot{U}_1$ , которую мы, приведя к обмотке ротора ИМ, обозначили на фиг. 388 через  $\dot{U}_w$ . Посредством части обмотки  $OO'$  вторичной обмотки трансформатора вводится составляющая напряжения —  $j\dot{b}\dot{U}_1$ , которую на фиг. 388 мы обозначили через  $\dot{U}_b$ . Эта составляющая получается путем смешанного соединения фаз, например, по схеме «зигзаг» по фиг. 390,а, на которой приведена только полная вторичная обмотка трансформатора  $T$ . Для одной фазы получается построенная на фиг. 390,а' диаграмма напряжений вторичной обмотки трансформатора. Последняя дает, таким образом, напряжение  $\dot{U}_w + \dot{U}_b$  (см. фиг. 388), конечная точка которого при смещении подвижного контакта трансформатора  $T$  перемещается по штрихпунктирной прямой на фиг. 390,а'. Однако не является безусловно необходимым разделять для каждой фазы обмотку  $b$  на две части. При применении только одной части на каждом сердечнике (фиг. 390,б) получилась бы по фиг. 390,б' еще одна совпадающая по фазе с  $\dot{U}_w$  составляющая от обмотки  $b$ , которая может быть опять-таки получена посредством соответствующей установки контактов на трансформаторе  $T$  на фиг. 389. Мы предполагаем здесь для наглядности схему по фиг. 390,а.

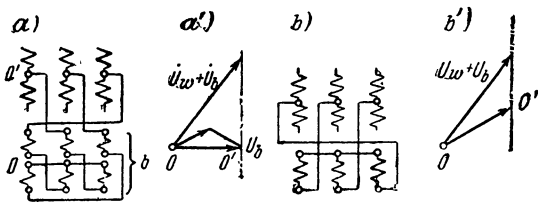


Фиг. 388. Желательная диаграмма напряжений.

Теперь не хватает еще составляющей  $jK_b I_2$  на фиг. 388. Последняя принципиально могла бы вводиться как во вторичную цепь FW, так и во вторичную или первичную цепь регулировочного трансформатора  $T$ . В первом случае она должна была бы иметь частоту скольжения, а в остальных двух случаях частоту сети. Составляющая  $jK_b I_2$  должна удовлетворять трем условиям. Она должна быть пропорциональна току  $I_2$ , так чтобы наклон штрихпунктирной прямой на фиг. 388 (которая там построена для постоянного активного тока  $I_{2w}$ ) с  $I_{2w}$  увеличивался. Далее, она должна относительно  $I_2$  отставать на четверть периода и, наконец, быть также пропорциональна  $U_w$ , т. е. при вышесинхронной скорости вращения



Фиг. 389. Схема для осуществления диаграммы на фиг. 388.



Фиг. 390. Схемы вторичной обмотки  $T$  на фиг. 389 с диаграммами напряжений.

холостого хода изменять свой знак. Эти условия согласно разд. IE2b могут быть приблизительно получены путем применения небольшого последовательного трансформатора с воздушным зазором ( $t$  на фиг. 389), первичная обмотка которого обтекается первичным током IM и вторичная обмотка которого последовательно соединяется с первичной обмоткой регулировочного трансформатора  $T$ .

Если мы не будем сначала учитывать намагничивающий ток IM, то  $I_1$  будет равен приведенному к первичной обмотке IM току —  $I'_2$ . Посредством последовательного трансформатора  $t$ , при достаточно малой реакции его вторичного полного тока, в первичную обмотку трансформатора  $T$  тогда будет вводиться составляющая напряжения, которая пропорциональна  $jI_2$  независимо от установки контактов на вторичной обмотке  $T$ . Она поворачивает вторичное напряжение  $U_2 = U_w + U_b$  на некоторый зависящий от  $I_{2w}$  угол, так что во вторичной цепи  $T$   $K_b I_2$  также пропорционально составляющей напряжения  $U_w$ , установленной на трансформаторе  $T$ . При этом мы получаем, по существу, желаемую прямую геометрического места  $U_2$  на фиг. 388. Возникающие при этом небольшие изменения  $U_w$  могут компенсироваться посредством соответствующей установки регулировочных контактов на трансформаторе  $T$ . Первичный ток  $I_1$  у IM и приведенный к первичной обмотке ток  $I'_2$  обмотки ротора отличаются только из-за намагничивающего тока, который практически оказывается неизменным. Благодаря ему вносятся еще одна практически постоянная составляющая в фазе с

$E_{20}$ , которая, однако, опять же может компенсироваться посредством установки контактов на трансформаторе  $T$ .

Действие трансформатора тока  $t$  (см. разд. IE2b до е) предполагает, что ток в первичной обмотке трансформатора  $T$  мал по сравнению с первичным током  $I_1$  у ИМ. Это предположение не вполне выполняется, если скорость вращения должна регулироваться в весьма широких пределах. При скорости вращения, равной нулю (неподвижное состояние машины) при применении FW без компенсационной обмотки ток в первичной обмотке трансформатора  $T$  был бы примерно равен первичному току  $I_1$  машины ИМ. При применении компенсированного FW, что является правилом, во вторичной обмотке последовательного трансформатора  $t$  вообще протекает только намагничивающий ток FW, но зато при механическом сочленении ИМ и НМ и постоянном вращающем моменте ток  $I_1$  падает с уменьшением скорости вращения ( $N$  пропорционально  $Mn$  на фиг. 385,  $b$ ), так что регулирование в нижесинхронной области ограничивается. Кроме того, при компенсированном FW нужно обратить внимание, что напряжение  $U_2$  пропорционально  $(1 - s)$ , следовательно в области очень низких скоростей вращения компенсация фазы ухудшается.

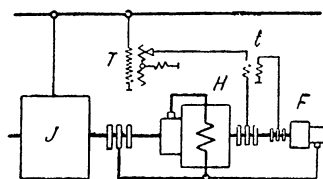
На этом основании FW, сочлененный с ИМ, находит применение в качестве НМ только для малых пределов регулирования, примерно  $0,2 \geq s \geq -0,4$  (см. также фиг. 386).

Задачу последовательного трансформатора  $t$  на фиг. 389 может брать на себя также вспомогательный преобразователь частоты  $F$  на фиг. 391, включенный коллекторной стороной на приблизительно пропорциональное скольжению напряжение на контактных кольцах, частоту которого он преобразует к частоте сети и вводит через трансформатор  $t$  в первичную цепь компенсированного преобразователя частоты  $H$ . Путем соответствующей установки щеток на преобразователе частоты  $F$  в этой схеме можно получить также добавочное скольжение.

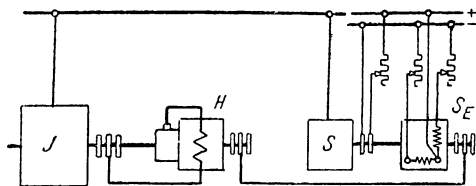
**с. Плавное регулирование скорости вращения.** Если заменить ступенчатый трансформатор  $T$  на фиг. 389 или 391 одним или двумя поворотными трансформаторами (см. фиг. 403), то скорость вращения ИМ и реактивная составляющая  $I_1$  могут регулироваться плавно. Вместо поворотного трансформатора для возбуждения преобразователя частоты  $H$  может применяться также синхронная машина  $S_E$  в схеме на фиг. 392, которая приводится во вращение синхронной машиной  $S$ . Синхронная машина  $S_E$  обычно выполняется как неявнополюсная; для этого применяется асинхронная машина, которая на поверхности якоря имеет две обмотки возбуждения, смещенные друг относительно друга на половину полюсного деления, чтобы можно было раздельно регулировать или устанавливать составляющие  $\dot{U}_w$  и  $\dot{U}_b$ . Если статор машины  $S_E$  может поворачиваться, можно точно устанавливать правильное фазовое положение  $\dot{U}_w$  и  $\dot{U}_b$  относительно напряжения сети  $\dot{U}_1$  путем сдвига статора и закрепления его в этом положении.



Схема на фиг. 392 особенно подходит для релейного регулятора (см. разд. ЕЗ). Посредством одного такого автоматического регулятора можно влиять на одну из цепей возбуждения синхронной машины  $S_E$  таким образом, чтобы при каждой нагрузке получать желаемую реактивную составляющую  $I_1$ . По-



Фиг. 391. Схема с компенсированным FW (машина H) и вспомогательным преобразователем частоты F.



Фиг. 392. Схема для плавного регулирования скорости вращения с синхронной машиной в качестве возбуждающей машины.

средством второго автоматического регулятора можно так регулировать ток во второй обмотке возбуждения, чтобы также по мере надобности получать добавочное скольжение под нагрузкой. Без применения релейных регуляторов можно автоматически регулировать компенсацию фазы посредством последовательного трансформатора между проводами от сети к IM и к синхронной машине S (см. фиг. 389).

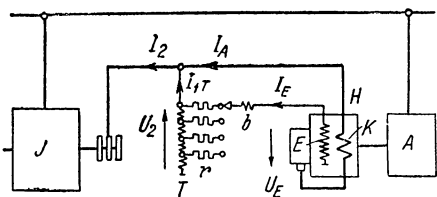
#### 4. Регулирование с помощью НМ со статорным питанием при одностороннем регулировании скорости вращения

В то время как при применении в рассмотренных схемах FW в качестве НМ на стороне коллектора уже сразу получается частота скольжения IM, у НМ со статорным питанием возбуждение этих машин должно производиться токами частоты скольжения IM. Токи возбуждения этой частоты мы получаем либо через вспомогательный преобразователь частоты, либо от контактных колец IM.

В качестве НМ со статорным питанием, вследствие малой частоты скольжения, не подходят машины с вращающимся полем, которые, согласно разд. IIА7а и 8, неблагоприятно работают при значительно нижесинхронной скорости вращения. Для этого в большинстве случаев применяется машина Шербиуса с компенсационной обмоткой (K). Магнитное поле возбуждается, главным образом, шунтовой обмоткой или обмоткой независимого возбуждения (E). Со скольжением IM меняется индуктивное сопротивление этой обмотки и при этом также фаза тока возбуждения и э. д. с., индуцированной в НМ. Чтобы по возможности сделать это влияние менее вредным, необходимы особые мероприятия, которые мы рассмотрим для отдельных схем в разд. 4 и 5.

При регулировании с помощью НМ со статорным питанием мы различаем одностороннее и двухстороннее регулирование скорости вращения. При одностороннем скорость вращения ИМ может регулироваться только в нижесинхронной области, а при двухстороннем в ниже- и вышесинхронной областях. В этом разделе мы несколько подробнее рассмотрим только одностороннее регулирование, поскольку установленные при этом соотношения, по существу, являются определяющими и для рассматриваемых в разд. 5 схем с двухсторонним регулированием.

**а. Схема.** Если требуется регулирование только при нижесинхронных скоростях вращения и в не слишком большой области скоростей вращения, то регулировочный агрегат может включаться без лишних вспомогательных машин по фиг. 393. Обмотка возбуждения  $E$  у НМ питается от ступенчатого трансформатора  $T$ , выполняемого обычно в виде автотрансформатора, первичная обмотка которого включена на контактные кольца ИМ. К отдельным регулировочным ступеням между выводами трансформатора и регулировочными контактами включаются сопротивления  $r$ , о значении которых мы будем еще говорить в дальнейшем. Кроме этого, в цепь возбуждения включена еще обмотка  $b$ , которая расположена на сердечниках трансформатора  $T$  и включена таким образом, чтобы она вводила в цепь возбуждения некоторую добавочную э. д. с., которая опережает по фазе напряжение на контактных кольцах  $U_2$  примерно на четверть периода и служит для компенсации фазы ИМ. Для этого пригодны схемы на фиг. 390,  $a$  и  $b$ , если нулевая точка  $O$  ликвидируется.



Фиг. 393. Схема для одностороннего регулирования скорости вращения с помощью НМ со статорным питанием.

Свойства регулировочного агрегата трудно поддаются рассмотрению, поэтому мы ограничимся сперва режимом при холостом ходе ИМ.

**б. Холостой ход.** Рассмотрим сначала только составляющую  $\dot{E}_w$  э. д. с.  $\dot{E}_H$  вспомогательной машины НМ, регулирующую скорость вращения холостого хода, и пренебрежем падениями напряжения в ИМ и Н. Тогда должно быть

$$\dot{E}_w = s_0 \dot{E}_{20}. \quad (598a)$$

При прямолинейной магнитной характеристике и постоянной скорости вращения НМ составляющую  $\dot{E}_w$  можно положить пропорциональной току возбуждения  $I_E$ .

Для больших значений скольжений, имеющих место при регулировании, преобладает реактивное сопротивление обмотки возбуждения. В этом разделе мы примем, что оно как бы существенно и представим себе сначала также отсутствующими

сопротивления  $r$  на фиг. 393. При наибольшем скольжении холостого хода  $s_{0m}$

$$E_{wm} = s_{0m} E_{20} \quad (598b)$$

и ток возбуждения

$$I_{Em} = \frac{E_{wm}}{s_{0m} X_E} = \frac{E_{20}}{X_E}, \quad (599a)$$

где  $X_E$  есть реактивное сопротивление обмотки возбуждения НМ, приведенное к частоте сети. Если отмеченные индексом  $m$  величины действительны при коэффициенте трансформации  $\ddot{u} = 1$  трансформатора  $T$ , т. е. когда регулировочный контакт включен на напряжение на контактных кольцах (см. фиг. 393), то при произвольном коэффициенте трансформации  $\ddot{u}$  между вторичной и первичной обмотками трансформатора  $T$  протекает ток возбуждения

$$I_E = \frac{\ddot{u} E_w}{s_0 X_E} = \frac{\ddot{u} E_{20}}{X_E}, \quad (599b)$$

где  $s_0$  есть возникающее при этом скольжение холостого хода. Так как э. д. с.  $E_w$  и  $E_{wm}$  пропорциональны токам возбуждения, мы получаем с учетом ур. (599a и b):

$$E_w / E_{wm} = I_E / I_{Em} = \ddot{u}. \quad (599)$$

Фиг. 394.  $E_w$  и  $s_0 X_E I_E$  при пренебрежении падением напряжения.

Но согласно ур. (598a и b) здесь также  $E_w / E_{wm} = s_0 / s_{0m}$ , т. е. скольжение холостого хода

$$s_0 = \ddot{u} s_{0m}. \quad (600)$$

Таким образом, контактом на трансформаторе  $T$  может устанавливаться любое нижесинхронное скольжение холостого хода  $s_0 = \ddot{u} s_{0m}$ .

Для наглядности на фиг. 394 нанесены э. д. с.  $E_w = s_0 E_{20} = \ddot{u} s_{0m} E_{20}$  машины НМ и напряжение на ее обмотке возбуждения  $s_0 X_E I_E = (s_0^2 / s_{0m}) \cdot E_{20} = \ddot{u}^2 s_{0m} E_{20}$  [ур. (599b) с учетом ур. (600)] в зависимости от скольжения и соответственно от коэффициента трансформации  $\ddot{u}$  трансформатора. Э. д. с.  $E_w$  изменяется линейно, а напряжение на обмотке возбуждения — пропорционально квадрату установленного на трансформаторе коэффициента трансформации  $\ddot{u}$  или скольжения холостого хода  $s_0$  машины ИМ.

Ток возбуждения  $I_E$  при пренебрежении активным сопротивлением в цепи возбуждения НМ упреждает по фазе ее напряжение на четверть периода. Но э. д. с.  $E_w$  должна быть в фазе с напряжением на контактных кольцах. Поэтому обмотка возбуждения НМ должна быть либо соединена треугольником, либо каждый полюс НМ должен иметь по две обмотки возбуждения, соединенные зигзагом (см. разд. А4b и фиг. 390, а и б). На фиг. 393 соединение обмотки возбуждения внутри НМ особо не указано.

Кроме составляющей  $\dot{E}_w$  в э. д. с.  $\dot{E}_H$  машины НМ имеется еще составляющая  $\dot{E}_b$ . Она индуцируется составляющей тока возбуж-

дения  $I_E$ , которая соответствует э. д. с.  $\dot{E}_{bE}$  в обмотке трансформатора  $b$ . Эта составляющая, благодаря схеме трансформатора  $T$  (см. фиг. 390,а) сдвинута по фазе относительно  $\dot{E}_w$  на четверть периода и находится в постоянном отношении к напряжению на контактных кольцах, т. е. при пренебрежении падениями напряжения ИМ также к  $s_0 E_{20}$ . Так как реактивное сопротивление обмотки возбуждения  $E$  также пропорционально скольжению  $s_0$ , то э. д. с.  $E_b$  при наших пренебрежениях представляет собою постоянную э. д. с.

Рассмотрим теперь холостой ход ИМ при наибольшем скольжении холостого хода  $s_{0m}$  (соответствующем наименьшей скорости вращения холостого хода) с учетом падений напряжения в ИМ и НМ. При этом пренебрежем для наглядности маленьким током в первичной обмотке трансформатора  $T$ , т. е. положим  $I_A = I_2$ .

На фиг. 395,а представлена принципиальная диаграмма напряжений<sup>1</sup>. Рассмотрим сначала сплошные временные векторы; штриховые соответствуют цепи возбуждения НМ. Сумма напряжения на контактных кольцах  $\dot{U}_{2m}$  и падения напряжения  $(R_2 + js_{0m}X_{2\sigma})\dot{I}_{20m}$  во вторичной цепи ИМ равна э. д. с.  $s_{0m}\dot{E}_{20}$ , индуктированной во вторичной обмотке. С другой стороны, при принятых отрицательными на фиг. 395,а направлениях стрелок сумма принятого отрицательным напряжением на контактных кольцах  $\dot{U}_{2m}$  и падения напряжения  $(R_A + js_{0m}X_{A\sigma})\dot{I}_{20m}$  в цепи якоря НМ должна быть равна э. д. с.  $\dot{E}_{Hm} = \dot{E}_{wm} + \dot{E}_{bm}$ .

Из диаграммы напряжений для цепи якоря НМ мы получаем условия, которые должны выполняться, чтобы имел место требуемый рабочий режим. Для составляющей в противофазе с  $\dot{E}_{20}$  справедливо

$$s_{0m}X_{A\sigma}I_{20m} = (E_{wm} - U_{2m}) \frac{s_{0m}E_{20} + s_{0m}X_{2\sigma}I_{20m}}{U_{2m}} - E_{bm} \frac{R_2 I_{20m}}{U_{2m}}. \quad (601a)$$

Если мы напишем для э. д. с.  $E_{bm}$

$$E_{bm} = bU_{2m}, \quad (602)$$

то получим из ур. (601a)

$$\frac{E_{wm} - U_{2m}}{U_{2m}} = \frac{(s_{0m}X_{A\sigma} + bR_2) I_{20m}}{s_{0m}E_{20} + s_{0m}X_{2\sigma}I_{20m}}. \quad (602a)$$

Соответственно для составляющей, упреждающей по фазе  $\dot{E}_{20}$  на четверть периода, получается:

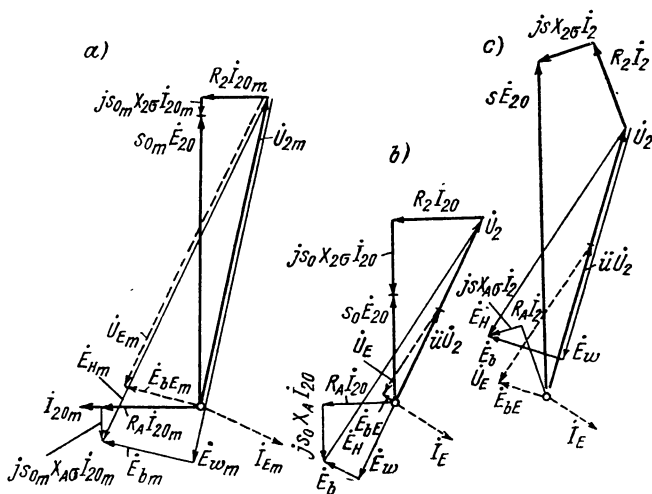
$$R_A I_{20m} = (E_{wm} - U_{2m}) \frac{R_2 I_{20m}}{U_{2m}} + E_{bm} \frac{s_{0m}E_{20} + s_{0m}X_{2\sigma}I_{20m}}{U_{2m}}, \quad (601b)$$

<sup>1</sup> Принципиальные диаграммы на фиг. 395, а до с изображены для наглядности и экономии места для весьма малых скольжений ( $s_{0m} = 0,05$ ,  $s_0 = 0,025$ ,  $s = 0,06$ ) и друг относительно друга не в масштабе. При этом, чтобы пояснить процессы при практически имеющихся место высоких значениях скольжений, принято, что, несмотря на очень малую частоту, трансформатор  $T$  еще действует.

следовательно,

$$\frac{E_{wm} - U_{2m}}{U_{2m}} = \frac{R_A}{R_2} - \frac{b(s_{0m}E_{20} + s_{0m}X_{2\sigma}I_{20m})}{R_2 I_{20m}}. \quad (602b)$$

Приравнявая выражения для  $(E_{wm} - U_{2m})/U_{2m}$  в ур. (602а и б), мы получим уравнение, из которого для некоторого заданного наибольшего скольжения холостого хода  $s_{0m}$  можем рассчитать либо при желаемом токе холостого хода  $I_{20m}$  необходимую э. д. с.  $E_{bm}$  [числовое значение  $b$  в ур. (602)], либо при определенном значении  $E_{bm}$  возникающий ток холостого хода  $I_{20m}$ .



Фиг. 395. Принципиальные диаграммы напряжений: а) при наибольшем ( $s_{0m}$ ); б) при произвольном скольжении холостого хода ( $s_0$ ), в) при нагрузке.

Если мы решим это уравнение относительно  $b$ , то получим

$$b = \frac{s_{0m}(E_{20} + X_{2\sigma}I_{20m})R_A I_{20m} - R_2 s_{0m} X_{A\sigma} I_{20m}^2}{s_{0m}^2 (E_{20} + X_{2\sigma}I_{20m})^2 + (R_2 I_{20m})^2} \quad (603)$$

и по  $b$  и  $U_{2m}$  по ур. (602) определим  $E_{bm}$ .

Для того чтобы можно было оценить практически встречающиеся примерные соотношения величин, без необходимости подробного проектирования НМ, представим себе, что ротор ИМ выполнен двухфазным и на обе фазы включены две однофазные машины в качестве НМ. В качестве однофазных машин примем за основу машину, подробно рассчитанную в разд. IК, причем заменим последовательную обмотку возбуждения шунтовой обмоткой возбуждения. В длительном режиме мощность этой машины при  $n = 1070$  об/мин и  $I = 1312$  а составляет  $N = EI = 308 \cdot 1312/1000 = 405$  квт. Если мы примем для скорости вращения привода НМ  $n = 1000$  об/мин, то при том же потоке э. д. с. вращения будет  $E = 288$  в, и если мы примем за номинальный ток только 1000 а, то мощность будет  $N_H = 288$  квт; ИМ мы выберем для двух таких НМ.

Если мы примем за наибольшее, практически имеющее место скольжение ИМ величину 0,3, то получим мощность ИМ примерно равной  $N_I = 2N_H/0,3 =$

$= 1920 \text{ вт}$ , а э. д. с. ротора при неподвижном состоянии как  $E_{20} = 288/03 = 960 \text{ в}$ . Если мы предположим, что при номинальном токе  $I_2 = 1000 \text{ а}$  и к о р о т к о з а м к н у т ы х контактных кольцах скольжение составляет 0,023, то активное сопротивление ротора на фазу получится  $R_2 = 0,022 \text{ ом}$ . Согласно разд. О2, т. IV, оценим  $X_{2\sigma} I_2$  при номинальном токе как 0,125  $E_{20}$ ; при этом будет  $X_{2\sigma} = 0,125 \cdot 960/1000 = 0,12 \text{ ом}$ . Активное сопротивление коллекторной машины по разд. I К6с составляет  $R_A = 0,01 \text{ ом}$ , а реактивное сопротивление цепи якоря, приведенное к 50  $\text{гц}$  (разд. I К7с и е),  $X_{A\sigma} = 3 (X - X_{E\sigma}) \approx 3 \times 0,015 = 0,045 \text{ ом}$ . В разд. d мы увидим, что столь малое активное сопротивление НМ при нагрузке неблагоприятно, поэтому для последующего рассмотрения представим себе, что в цепь якоря НМ включено еще некоторое небольшое активное сопротивление, так что  $R_A = 1,5R_2 = 0,033 \text{ ом}$ .

Если при наибольшем установленном скольжении холостого хода  $s_{0m} = 0,3$  мы предположим реактивный ток холостого хода  $I_{20m} = 500 \text{ а}$ , то получим по ур. (603)  $b = 0,053$  и при этом по фиг. 395, а  $U_{2m} = 306 \text{ в}$ ; по ур. (602)  $E_{bm} = 16,22 \text{ в}$ , по ур. (602а)  $E_{wm} = 314$  и по фиг. 395, а  $E_{Hm} = 314,5 \text{ в}$ . Диаграмма напряжений представлена на фиг. 396, а и нижняя ее часть дополнительно в 5-кратном масштабе на фиг. 396, а' (см. фиг. 395, а).

Теперь мы рассмотрим еще ц е п ь в о з б у ж д е н и я (штриховые временные векторы на фиг. 395, а) причем мы опять-таки предполагаем, что в цепи возбуждения имеется только реактивное сопротивление. Напряжение  $\dot{U}_{Em}$  на обмотке возбуждения равно разности э. д. с.  $\dot{E}_{bEm}$ , индуктированной в обмотке  $b$  трансформатора  $T$  и напряжения на контактных кольцах  $\dot{U}_{2m}$ . С сокращением

$$c = \frac{E_{wm}}{U_{2m}} = \frac{E_{Hm}}{U_{Em}}, \quad (604a)$$

где  $c - 1$  дается правой частью ур. (602а), по фиг. 395, а будет:

$$E_{bEm} = E_{bm}/c \quad (604b)$$

и

$$U_{Em} = \sqrt{U_{2m}^2 + U_{bEm}^2} = E_{Hm}/c. \quad (604c)$$

При этом ток возбуждения получается:

$$I_{Em} = \frac{U_{Em}}{s_{0m} X_E} = \frac{E_{Hm}}{c s_{0m} X_E}. \quad (604)$$

Таким образом,

$$K = c s_{0m} X_E \quad (605)$$

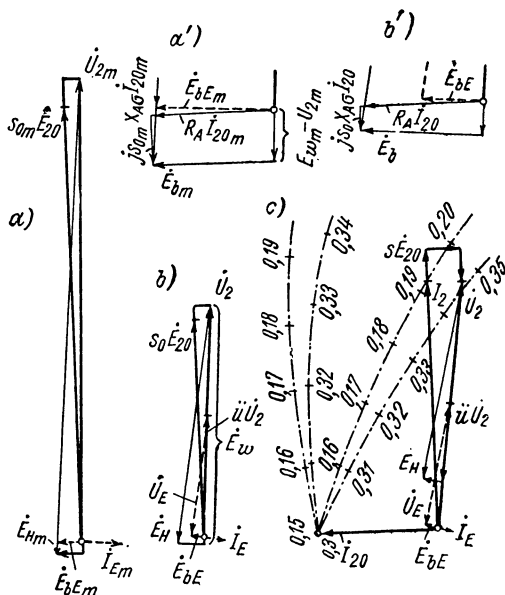
представляет величину сопротивления, которое, будучи умножено на ток возбуждения, должно давать э. д. с., индуктированную в НМ. Число витков обмотки  $b$  трансформатора  $T$  мы получаем как

$$\omega_b = \omega_1 E_{bEm} / U_{2m}, \quad (606)$$

где  $\omega_1$  обозначает число витков первичной обмотки трансформатора.

В нашем примере по ур. (602а) получается  $c - 1 = 0,024$ , т. е.  $c = 1,024$  и индуктированная в обмотке  $b$  трансформатора  $T$  э. д. с. по ур. (604b)  $E_{bEm} = 15,85 \text{ в}$  (см. фиг. 396, а и 396, а').

Оценим еще величину тока возбуждения  $I_E$ , который определяет ток  $I_{1T}$  в первичной обмотке трансформатора  $T$  и которым мы пренебрегали на диаграмме напряжений фиг. 396, а. Представим себе однофазные машины, которые применяются в качестве НМ, переделанными так, чтобы в имеющей место рабочей области они работали в нижней, прямой части магнитной характеристики. Обмотка возбуждения должна быть намотана таким образом, чтобы при напряжении на зажимах  $U_{2m} = 306$  в в якровой цепи НМ индуктировалась э. д. с.  $E_{Hm} = 314,5$  в. Обозначим величины при первоначальной последовательной обмотке возбуждения ( $w_E = 20$ ) со звездочкой, а величины при перемотанной шунтовой обмотке возбуждения без звездочки.



Фиг. 396. Пример расчета: а) и а') при наибольшем, б) и б') при произвольном скольжении холостого хода; с) нагрузка при б.

ответствует ток  $I_E^* = 3620/4 = 905$  а. Если мы рассчитаем при  $\Phi_{eff} = 0,03045$  в. сек э. д. с., индуктированную в обмотке возбуждения при 50 гц, то получим  $E_E^* = 191$  в; следовательно  $X_E^* = 0,211$  ом. Активное сопротивление обмотки возбуждения, согласно разд. IК6с,  $R_E^* \approx 0,002$  ом, т. е. исчезающе мало по сравнению  $X_E^*$ , и при больших значениях скольжений им можно пренебречь.

Перемотанная обмотка возбуждения при напряжении возбуждения  $U_{2m} = 306$  в должна индуктировать э. д. с.  $E_{Hm} = 314,5$  в, т. е. удовлетворять следующим условиям:

$$w_E I_{Em} = w_E^* I_E^*; \quad I_{Em} = \frac{U_{2m}}{s_{0m} X_E}; \quad X_E = \left( \frac{w_E}{w_E^*} \right)^2 X_E^*. \quad (607a \text{ до } c)$$

Отсюда мы получаем при  $w_E^* = 20$  (см. разд. IК6а) и  $s_{0m} = 0,3$ :

$$w_E = \frac{U_{2m} w_E^*}{s_{0m} X_E^* I_E^*} = 107; \quad I_{Em} = 169a; \quad X_E = \left( \frac{w_E}{w_E^*} \right)^2 X_E^* = 6,05 \text{ ом}, \quad (607d \text{ до } e)$$

$$R_E = \left( \frac{w_E}{w_E^*} \right)^2 R_E^* = 0,057 \text{ ом}. \quad (607f)$$

Эти значения  $X_E$  и  $R_E$  мы положим в основу последующих данных о токе возбуждения в нашем числовом примере. Ток возбуждения при меньшем воздуш-

ном зазоре однофазных машин, который у тяговых двигателей выбирается увеличенным, и при более высокой скорости вращения привода НМ может быть еще уменьшен. Значение сопротивления, на которое нужно умножить ток возбуждения, чтобы получить э. д. с., индуктированную в НМ, в нашем числовом примере получается  $K = E_{Hm}/I_{Em} = 314,5/169 = 1,86$  ом, совпадающим с  $K = 1,024 \cdot 0,3 \cdot 6,05 = 1,86$  ом по ур. (605).

Ток  $I_{1T}$  в первичной обмотке трансформатора  $T$  при наибольшем скольжении холостого хода  $s_{0m}$  приблизительно равен току возбуждения  $I_{Em}$ , т. е. в нашем числовом примере равен 169 а, тогда как для других значений скольжений холостого хода он быстро, примерно пропорционально  $s_0^2$ , падает. Тогда по фиг. 393  $I_A = I_{20m} - I_{1T}$ , и так как  $I_{20m}$  опережает по фазе  $\dot{E}_{20}$  на четверть периода, а  $I_{1T}$ , напротив, приблизительно на четверть периода отстает от нее, при наибольшем скольжении холостого хода будет  $I_A \approx I_{20m} + I_{Em}$ . Поэтому учет  $I_{Em}$  выражался бы точно так же, как некоторое увеличение падения напряжения  $(R_A + js_{0m}X_{A\sigma}) I_{20m}$  в отношении  $(I_{20m} + I_{Em})/I_{20m} = 669/500 = 1,34$ .

Тем самым оказываются выясненными соотношения при наибольшем скольжении холостого хода  $s_{0m}$ .

Посредством сдвига контактов на трансформаторе  $T$  на фиг. 393 может устанавливаться другое значение скольжения холостого хода  $s_0$  машины ИМ. Напряжение  $U_E$  на обмотке возбуждения  $E$  будет тогда (см. фиг. 395, б):

$$U_E = \sqrt{(\ddot{u}U_2)^2 + E_{bE}^2}, \quad (608a)$$

где при пренебрежении падением напряжения в трансформаторе  $T$

$$\dot{E}_{bE} = j \frac{\dot{U}_2}{U_{2m}} E_{bEm} = j \frac{\dot{U}_2}{U_{2m}} \frac{E_{bm}}{c} \quad (608b)$$

и ток возбуждения

$$I_E = j\dot{U}_E/s_0X_E. \quad (608)$$

Коэффициент  $K$  по ур. (605) является неизменным, если ничего не меняется на НМ, т. е. скорость вращения НМ и реактивное сопротивление  $X_E$  обмотки возбуждения (предполагается прямолинейная магнитная характеристика) остаются теми же самыми. Таким образом, э. д. с., индуктированная в НМ, будет:

$$E_H = KI_E = \sqrt{E_w^2 + E_b^2}. \quad (609)$$

Составляющая  $E_w$  создается составляющей  $I_{Ew}$  тока возбуждения  $I_E$  и равна:

$$E_w = KI_{Ew} = K \frac{\ddot{u}U_2}{s_0X_E} = \frac{c\ddot{u}s_{0m}}{s_0} U_2. \quad (609a)$$

Составляющая  $E_b$  получается [см. фиг. 395, б и ур. (608b) и (602)]:

$$E_b = E_w \frac{E_{bE}}{\ddot{u}U_2} = \frac{cs_{0m}}{s_0} E_{bE} = \frac{s_{0m}}{s_0} \frac{U_2}{U_{2m}} E_{bm} = b \frac{s_{0m}}{s_0} U_2. \quad (609b)$$



Из диаграммы напряжений на фиг. 395, *b* мы получаем, подобно тому, как и для наибольшего скольжения, два уравнения для  $E_w$  —  $U_2$ , а именно:

$$s_0 X_{A\sigma} I_{20} = (E_w - U_2) \frac{s_0 E_{20} + s_0 X_{2\sigma} I_{20}}{U_2} - E_b \frac{R_2 I_{20}}{U_2} \quad (610a)$$

и

$$R_A I_{20} = (E_w - U_2) \frac{R_2 I_{20}}{U_2} + E_b \frac{s_0 E_{20} + s_0 X_{2\sigma} I_{20}}{U_2}. \quad (610b)$$

Если мы подставим в эти уравнения  $E_w$  и  $E_b$  по ур. (609а и б), то получим два уравнения с неизвестными  $\ddot{u}$  и  $I_{20}$ . Если мы решим их относительно  $I_{20}$ , то будет:

$$I_{20} = -A/2 \pm \sqrt{(A/2)^2 + B}, \quad (611)$$

где

$$A = (R_A - 2bs_{0m}X_{2\sigma}) s_0 E_{20}/N, \quad (611a)$$

$$B = bs_0 s_{0m} E_{20}^2/N, \quad (611b)$$

$$N = s_0 (X_{2\sigma} R_A - X_{A\sigma} R_2) - b \frac{s_{0m}}{s_0} [R_2^2 + (s_0 X_{2\sigma})^2]. \quad (611c)$$

По значению  $I_{20}$  мы получим из ур. (610а) с учетом ур. (609а) коэффициент трансформации трансформатора, который нужно установить для получения скольжения холостого хода  $s_0$ :

$$\ddot{u} = \frac{[E_{20} + (X_{2\sigma} + X_{A\sigma}) I_{20}] s_0 + b R_2 I_{20} s_{0m}/s_0}{cs_{0m} (E_{20} + X_{2\sigma} I_{20})}, \quad (612)$$

где  $c$  дается ур. (604а) и (602а).

Для нашего числового примера для  $s_0 = s_{0m}/2 = 0,15$  получается ток  $I_{20} \approx 500$  а; при этом на трансформаторе должен быть установлен коэффициент трансформации  $\ddot{u} = 0,503$ . Далее будет  $U_2 = 153$  и по ур. (608б) и (609б)  $E_{bE} = 7,95$ ,  $E_b = 16,22$  в. Диаграмма напряжений для этого случая изображена на фиг. 396, *b* и *b'*.

Из числового примера мы видим, что ток холостого хода  $I_{20}$  лишь незначительно меняется со скольжением холостого хода, если последнее еще заметно отличается от нуля. Но при  $s_0 = 0$  в обмотке ротора ИМ мог бы протекать только постоянный ток, а при постоянном токе в обмотке  $b$  (см. фиг. 393) не индуцируется никакой э. д. с., так что реактивный ток  $I_{20}$  должен быть равен нулю. На том же основании ИМ в простой схеме по фиг. 393 не может переходить на вышесинхронную скорость вращения холостого хода. Вращающаяся вхолостую ИМ застревает на синхронной скорости вращения также и при переключении на обратное направление вторичной обмотки трансформатора. При  $\ddot{u} = 0$  пропадает  $E_H$ , и ИМ ведет себя как при замкнутых накоротко контактных кольцах, но с сопротивлением ротора  $R_2 + R_A$  вместо  $R_2$ .

**с. Влияние активного сопротивления в цепи возбуждения.** Во всех предыдущих рассмотренных мы пренебрегали активным сопротивлением в цепи возбуждения. При больших значениях сколь-

жений это пренебрежение справедливо, поскольку в нашем числовом примере  $X_E/R_E \approx 100$ . Чем больше, однако, скорость вращения холостого хода приближается к синхронной, т. е. скольжение холостого хода приближается к нулевому значению, тем более заметным становится активное сопротивление в цепи возбуждения и препятствует установлению скорости вращения холостого хода вблизи синхронной при выбранном токе холостого хода  $I_{20}$ . Фаза тока возбуждения  $I_E$  и при этом также фаза э. д. с.  $\dot{E}_H$ , индуктированной в НМ, изменяются со скольжением холостого хода  $s_0$  и могут при этом в сильной степени влиять на  $I_{20}$ .

Для того чтобы компенсировать это влияние, можно посредством подходящего смещения различных фаз токов возбуждения в НМ получить э. д. с.  $\dot{E}_H$  с постоянным, отличающимся от  $\pi/2$  поворотом фазы относительно  $I_E$  и тогда устанавливать требуемую фазу  $\dot{E}_H$  на каждой регулировочной ступени посредством активных сопротивлений. Для этой цели и служат активные сопротивления, обозначенные на фиг. 393 через  $r$ . Добавочные сопротивления  $r$  лишь незначительно влияют на действующее значение тока возбуждения  $I_E$ , поскольку активное и реактивное падения напряжения в цепи возбуждения складываются не алгебраически, а геометрически.

Вместо того чтобы устанавливать отличный от  $\pi/2$  фазовый угол между  $I_E$  и  $\dot{E}_H$ , можно получать также поворот фазы составляющей  $iU_2$  напряжения возбуждения  $U_E$  (см. фиг. 395, *b*) относительно  $U_2$ . Такой поворот фазы получается с помощью постоянной добавочной обмотки  $c$  на фиг. 397, *a*, которая включается последовательно с первичной обмоткой трансформатора  $T$  на фиг. 393 и располагается в трансформаторе принципиально точно так же, как и обмотка  $b$ . Э. д. с., индуктированная в этой обмотке, сдвинута по фазе примерно на четверть периода относительно э. д. с. в главной обмотке.

Эта схема может быть пояснена с помощью диаграммы напряжений на фиг. 397, *b* для  $s_0 = s_{0m}$ . Более жирные линии на фиг. 397, *b* вновь показывают диаграмму напряжений цепи возбуждения, которая была на фиг. 395, *a* построена штриховыми линиями. Ток возбуждения  $I_{Em}$  опережает напряжение  $U_{Em}$  по фазе на четверть периода, если пренебречь активным сопротивлением в цепи возбуждения. В действительности, однако, ток возбуждения из-за активного сопротивления еще упреждает напряжение по фазе на угол  $\epsilon$ . По фиг. 397, *b* мы получаем ток возбуждения  $I'_{Em}$ , построенный штриховой линией. Чтобы теперь и при учете активного сопротивления ток возбуждения НМ совпадал с направлением тока  $I_{Em}$ , изображенного сплошной линией, напряжение возбуждения  $U'_{Em}$  должно отставать по фазе от  $U_{Em}$  на угол  $\epsilon$ , следовательно  $U_{2m}$  поворачивается на угол  $\epsilon$  в направлении часовой стрелки. Это обуславливает э. д. с.  $\dot{E}_{cEm}$ , индуктируемая в обмотке  $c$ .

При любом положении контактов на трансформаторе  $T$  угол между  $U'_2$  и  $U_2$  на фиг. 397, *b* сохраняется, а с  $U_2$  поворачиваются также э. д. с.  $\dot{E}_{bE}$  и напряжение возбуждения  $U_E$  на фиг. 395, *b*. Чтобы теперь ток возбуждения  $I_E$  упреждал  $\dot{E}_H$  на фиг. 395, *b* на

четверть периода, т. е.  $R_E/s_0 X_E$  оставалось неизменным, с уменьшением скольжения холостого хода сопротивление  $R_E$  должно уменьшаться, т. е. добавочные сопротивления  $r$  на фиг. 393 нужно в соответствии с этим налаживать на каждой ступени регулировочного трансформатора.

Выше, в разд. б мы пренебрегали еще током в трансформаторе  $T$ . При учете этого тока  $I_A$  больше не равняется  $I_2$ , как мы это предполагали, а будет  $I_A = I_2 - \dot{I}_E$ . Таким образом,  $I_A$  несколько отличается от  $I_2$  как по величине, так и по фазе.

Эта разница может быть выровнена посредством соответствующей установки коэффициента трансформации  $\dot{I}$  трансформатора  $T$  и сопротивлений  $r$  на каждой регулировочной ступени.

**д. Нагрузка.** После того как мы рассмотрели свойства регулировочного агрегата при холостом ходе ИМ, мы можем обратиться к условиям работы при нагрузке. При этом для наглядности мы снова примем, что обмотка возбуждения имеет только реактивное сопротивление и  $I_2 = I_A$ , так как в разд. с мы показали, каким образом можно компенсировать влияние активного сопротивления и отклонение тока  $I_A$  от  $I_2$ . Наша задача теперь должна состоять в том, чтобы рассчитать ток  $I_2$  при некотором принятом скольжении  $s$ .

Для э. д. с., которая посредством обмотки  $b$  трансформатора на фиг. 393 вводится в цепь возбуждения, мы можем записать [см. ур. (608 б) и фиг. 395,с)]:

$$\dot{E}_{bE} = j \frac{E_{bEm}}{U_{2m}} \dot{U}_2. \quad (613a)$$

При этом мы получаем по фиг. 395, б и с напряжение на обмотке возбуждения:

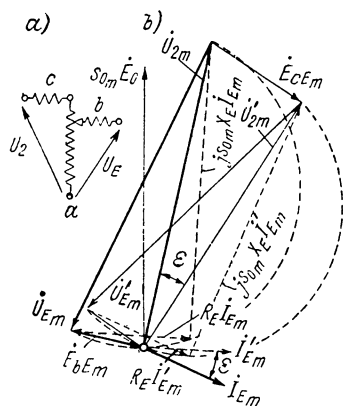
$$\dot{U}_E = \left( -\ddot{u} + j \frac{E_{bEm}}{U_{2m}} \right) \dot{U}_2 \quad (613b)$$

и ток возбуждения

$$I_E = j \frac{\dot{U}_E}{s X_E} = - \left( \frac{E_{bEm}}{s X_E U_{2m}} + j \frac{\ddot{u}}{s X_E} \right) \dot{U}_2. \quad (613)$$

Тогда э. д. с., индуцированная в НМ, по ур. (605), (604b) и (602) будет:

$$\dot{E}_H = -j K I_E = \left( -\frac{c \ddot{u} s_{0m}}{s} + j \frac{s_{0m}}{s} b \right) \dot{U}_2, \quad (614a)$$



Фиг. 397. Добавочная обмотка  $c$  на трансформаторе для регулирования фазы  $I_{Em}$ .

где

$$\dot{U}_2 = s\dot{E}_{20} - (R_2 + jsX_{2\sigma}) \dot{I}_2. \quad (614b)$$

С другой стороны, для  $\dot{E}_H$  должно быть также справедливо уравнение (см. фиг. 395,с):

$$\dot{E}_H + s\dot{E}_{20} = [(R_2 + R_A) + js(X_{2\sigma} + X_{A\sigma})] \dot{I}_2. \quad (614c)$$

Если мы исключим  $\dot{E}_H$  из ур. (614а) и (614с) и решим их относительно тока, то получим с сокращениями

$$C = 1 - c\dot{u}s_{0m}/s \quad \text{и} \quad D = bs_{0m}/s \quad (615a \text{ и } b)$$

ток ротора:

$$\dot{I}_2 = \frac{(C + jD)s\dot{E}_{20}}{R_A + CR_2 - bs_{0m}X_{2\sigma} + j(sX_{A\sigma} + CsX_{2\sigma} + DR_2)}. \quad (615)$$

Значения  $s_{0m}$  и  $b$  известны по разд. б. Для каждого положения контактов на трансформаторе  $T$  задано также  $\ddot{u}$ , так что для каждого принятого скольжения  $s$  по ур. (615) можно рассчитать соответствующий ток ротора и его составляющие относительно  $\dot{E}_{20}$ .

Путем подстановки значений  $C$  и  $D$  мы можем привести ур. (615) к виду:

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{B}'s + \dot{F}'s^2}{\dot{A} + \dot{B}s + \dot{F}s^2} \quad (615')$$

и увидеть отсюда, что согласно разд. I2d, т. II, геометрическое место  $\dot{I}_2$  не является окружностью. Мы можем рассчитать его по точкам.

На фиг. 396, с представлены рассчитанные по ур. (615) геометрические места тока ротора  $\dot{I}_2$  машины IM для  $s_{0m} = 0,3$  и  $s_0 = 0,15$  (см. диаграммы холостого хода на фиг. 396, а и б) посредством жирных штрихпунктирных кривых. Некоторые значения скольжений указаны маленькими поперечными черточками. Для значения скольжения холостого хода  $s_0 = 0,15$  (фиг. 396, б) построена векторная диаграмма при номинальном токе  $I_0 = 1000$  а. При этом  $\dot{I}_2$  (случайно) находится практически в фазе с  $\dot{E}_{20}$ . Переход от холостого хода к нагрузке в двигательном режиме совершается следующим образом: с возрастанием скольжения при нагрузке растет  $s_2E_0$ . Если бы  $U_2$  возрастало в той же степени, то  $I_E$  и  $E_w$  были бы неизменными. Из-за падений напряжения в IM напряжение  $U_2$  растет медленнее чем  $sE_{20}$ , так что  $I_E$  и  $E_w$  с нагрузкой даже падают. Возрастающая с нагрузкой разность  $U_2 - E_w$ , которая при холостом ходе отрицательна и уже при умеренной нагрузке становится положительной, делает возможным возникновение активной составляющей  $\dot{I}_2$ , как это вытекает из фиг. 395, б и с и 396, б и с.

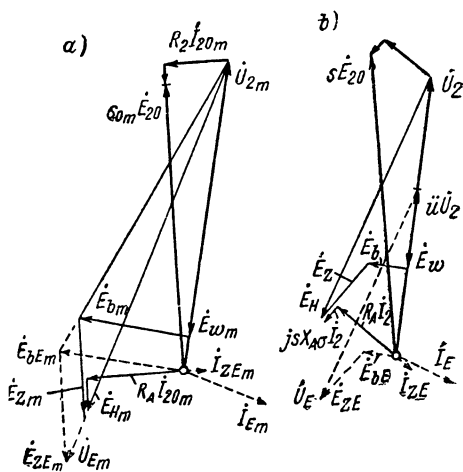
Из выделенных на фиг. 396,с более жирными штрихпунктирными линиями геометрических мест мы видим, что с возрастанием нагрузки двигателя намагничивающая реактивная составляющая уменьшается. Это имеет место в тем большей степени, чем меньше активное сопротивление  $R_A$  и чем больше реактивное сопротивление рассеяния  $X_{A\sigma}$  у ИМ. Чтобы получить более благоприятные условия нагрузки, следует выбирать  $X_{A\sigma}$  возможно меньшим (большая

скорость вращения НМ) или вводить в цепь возбуждения еще одну составляющую напряжения, противодействующую  $j s_0 X_{A\sigma} I_A$ .

Такую составляющую напряжения получают посредством включения в цепь возбуждения обмотки некоторого трансформатора с малой реакцией, первичная обмотка которого обтекается током  $I_A$ , а вторичная обмотка током  $I_E$  (см. фиг. 398). Свойства этой схемы рассмотрим непосредственно по фиг. 399, а и б, причем фиг. 399, а, справедлива для холостого хода с наибольшим скольжением холостого хода  $s_{0m}$  при  $\ddot{u} = 1$ , а фиг. 399, б — для  $\ddot{u} < 1$  и нагрузки. Уравнения мы запишем для  $\ddot{u} < 1$  (фиг. 399, б), причем положим  $I_A = I_2$ ; они действительны также для фиг. 399, а, если дополнить величины в формулах индексом  $m$ .

Фиг. 398. Трансформатор  $t$  для регулирования реактивного тока.

Если  $X_{12}$  обозначает реактивное сопротивление взаимной индукции последовательного трансформатора  $t$ , то в цепь возбуждения (ср. фиг. 399, а с фиг. 399, б) вводится добавочная э. д. с.  $\dot{E}_{ZE} = j s X_{12} I_A$ . Последняя имеет следствием добавочный ток возбуждения  $I_{ZE} = j \dot{E}_{ZE} / s X_E = -I_A X_{12} / X_E$ , который создает в цепи якоря НМ добавочную э. д. с.  $\dot{E}_Z = -j K I_{ZE} = j c s_{0m} X_{12} I_A \approx j c s_{0m} X_{12} I_2$ . Сумма  $-\dot{U}_2$  и падения напряжения  $(R_A + j s X_{A\sigma}) I_2$  равна индуцированной в НМ результирующей э. д. с.  $\dot{E}_H = \dot{E}_w + \dot{E}_b + \dot{E}_Z$ , напряжение возбуждения  $\dot{U}_E = -\ddot{u} \dot{U}_2 + \dot{E}_b + \dot{E}_{ZE}$ , а общий ток возбуждения  $I_E = j \dot{U}_E / s X_E$ . Если мы подставим для сокращения  $X_Z = c s_{0m} X_{12}$ , следовательно  $\dot{E}_Z = j X_Z I_2$ , то ур. (602а и б) остаются в силе, когда мы подставим  $s_{0m} X_{A\sigma}$  —  $X_Z$  вместо  $s_{0m} X_Z$ . То же самое справедливо и для выведенного отсюда ур. (602) для численного значения  $b$ , которое путем умножения на  $U_{2m}$  дает  $E_{bm}$ , и для отношения  $c = b E_{wm} / E_{bm}$  [ур. (602) и (604а)]. Для  $b$  и  $c$  теперь получаются несколько другие значения, чем при  $E_{zm} = 0$ , которым должны соответствовать числа витков обмотки  $b$  трансформатора и обмотки возбуждения  $E$ . При новых значениях  $b$  и  $c$  и при  $s X_{A\sigma}$  —  $X_Z$  вместо  $s X_{A\sigma}$  справедливы также ур. (611) и (612), из которых мы можем рассчитывать ток при нагрузке. Изображенные на фиг. 396, с более тонкими штрихпунктирными



Фиг. 399. Диаграммы напряжений к фиг. 398: а) холостой ход; б) нагрузка.

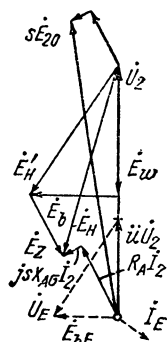
линиями геометрические места действительны при предположении, что при  $s_{0m} = 0,3$   $X_Z = 1,48s_{0m}X_{A\sigma}$ .

При наших рассмотрениях для упрощения мы пренебрегали активным сопротивлением и реактивным сопротивлением рассеяния первичной обмотки ИМ, т. е. полагали  $\dot{E}_1 = \dot{E}'_{20} = \dot{U}_1$ . Падения напряжения в этой обмотке могут легко быть приняты во внимание; в разд. 5b мы покажем это на одном примере.

**е. Регулировочный агрегат с компаундными свойствами ИМ.** Чтобы придать ИМ компаундные свойства, так чтобы скорость ее вращения с возрастанием нагрузки в двигательном режиме падала сильнее, чем в схеме по фиг. 393, в ИМ должна вводиться еще одна добавочная составляющая напряжения, которая находится в фазе с током  $I_2$ . В разд. С3а мы видели, что такая составляющая может создаваться с помощью последовательной машины в качестве ИМ. С этой целью ИМ кроме компенсационной обмотки содержит еще последовательную обмотку. Но так как поток в ИМ при больших значениях скольжений определяется напряжением на шунтовой обмотке возбуждения, в цепь возбуждения должно вводиться также некоторое напряжение, пропорциональное  $I_2$ . Оно получается от вторичной обмотки последовательного трансформатора (с малой реакцией), первичная обмотка которого обтекается током  $I_2$ .

Схема соответствует таковой на фиг. 398 для получения реактивной составляющей, противодействующей  $jsX_{A\sigma}I_A$ . Несущественно, обтекается ли первичная обмотка током  $I_2$  или  $I_A$ , так как они лишь незначительно отличаются друг от друга. Существенное различие по сравнению с фиг. 398, наоборот, состоит в том, что вторичная обмотка должна включаться зигзагом, чтобы получить составляющую напряжения, совпадающую по фазе с током  $I_2$ , и что ИМ имеет еще одну последовательную обмотку. Последняя может не быть излишней, поскольку при очень малых значениях скольжений активное сопротивление обмотки возбуждения препятствует образованию желаемой составляющей напряжения, тогда как последовательная обмотка действует еще и при скольжении, равном нулю.

Если мы напишем для добавочной составляющей э. д. с. ИМ выражение  $\dot{E}_Z = R_Z I_2$ , то опять же будут справедливы уравнения в разд. 4b до d при  $R_A + R_Z$  вместо  $R_A$ . На фиг. 400 представлена принципиальная диаграмма напряжений. Цепь возбуждения должна теперь индуцировать только составляющую э. д. с.  $\dot{E}_H$  в ИМ, обозначенную на фиг. 400 через  $\dot{E}'_H$ , так как составляющая  $\dot{E}_Z$  создается последовательной обмоткой. Э. д. с., индуцированная этой обмоткой в обмотке возбуждения ИМ, компенсируется э. д. с., индуцированной во вторичной обмотке последовательного трансфор-



Фиг. 400. Диаграмма напряжений при добавочном скольжении при нагрузке.

матора  $t$ , так что в цепи возбуждения кроме напряжения  $i\dot{U}_2$  действует еще только э. д. с.  $E_{\delta E}$ .

Последовательный трансформатор для компаундирования может объединяться с трансформатором для создания реактивной составляющей напряжения, пропорциональной току, если различные фазы вторичной обмотки соответствующим образом сопрягаются.

## 5. Регулировочные агрегаты с НМ со статорным питанием для двухстороннего регулирования скорости вращения

а. С возбуждающим трансформатором. Мы видели, что рассмотренная в разд. 4 схема (фиг. 393) не пригодна для двухстороннего регулирования скорости вращения, т. е. как для ниже-, так и для вышесинхронной скорости вращения, поскольку при синхронной скорости вращения регулировочный трансформатор  $T$  на фиг. 393 не действует, так что ИМ не может перейти через синхронную скорость как скорость холостого хода путем регулирования или переключения трансформатора  $T$ . Однако двухстороннее регулирование, особенно при больших пределах регулирования, желательно, так как тогда при той же области регулирования НМ должна быть рассчитана только для половинного скольжения и половинной мощности.

Для того чтобы сделать возможным регулирование скорости вращения холостого хода выше синхронной скорости и переход от нижесинхронной через синхронную к вышесинхронной скорости при нагрузке в качестве двигателя, в НМ должна действовать некоторая э. д. с., которая вблизи синхронной скорости вращения не исчезает и при синхронной скорости является э. д. с. постоянного тока, так что ИМ временно может работать также в качестве синхронной машины. Такая э. д. с., как мы видели в разд. 3, может получаться от FW как НМ. Для того чтобы и при НМ со статорным питанием сделать возможным переход через синхронизм, в цепь возбуждения НМ вводится некоторое постоянное напряжение от вспомогательного преобразователя частоты, который, однако, здесь должен быть рассчитан только на малую мощность возбуждения (постоянного тока) НМ, так что для этого достаточно простого FW (без компенсационной обмотки).

Подходящая для этого схема представлена на фиг. 401. При этом на НМ располагается также последовательная обмотка  $R$  и в цепь возбуждения включается последовательный трансформатор  $t$ , чтобы по мере надобности получать добавочное скольжение под нагрузкой и при нагрузке достаточно большую реактивную намагничивающую составляющую  $I_2$  (см. разд. 4d и е, фиг. 398). Кроме последовательной обмотки и трансформатора  $t$  (которые в случае надобности могут применяться также в схеме по фиг. 393), эта схема отличается от схемы на фиг. 393 при указанном положении двухполюсного переключателя  $U$  тем, что в цепь возбуждения включено

еще напряжение на коллекторе вспомогательного преобразователя частоты  $F$ , сочлененного с  $ИМ$ , контактные кольца которого питаются от сети через промежуточный трансформатор  $t_F$ . При низкой скорости  $ИМ$  преобразователь  $FW$  сочленяется с  $ИМ$  через зубчатую передачу. Вместо сопротивлений  $r$  на фиг. 393 здесь в цепь возбуждения включено одно регулируемое сопротивление  $r$ ; исполнение, возможное также в схеме по фиг. 393, когда регулирующий контакт на сопротивлении  $r$  сдвигается при переключении на трансформаторе.

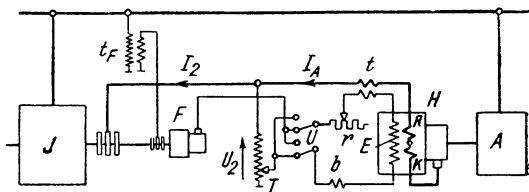
При нижесинхронном режиме не существует значительной разницы в свойствах схемы по фиг. 401 по сравнению с таковыми по фиг. 393. В схеме по фиг. 401, однако, можно с помощью  $FW$  (на фигуре  $F$ ) практически компенсировать активное падение напряжения в цепи возбуждения, так что установка правильной фазы тока возбуждения значительно облегчается. Фаза напряжения на  $FW$  может устанавливаться для каждой скорости вращения холостого хода посредством щеток на коллекторе, а величина тока возбуждения  $I_E$  — с помощью сопротивления  $r$ . При постоянном сопротивлении  $r$  можно также

регулировать величину тока возбуждения изменением напряжения, подведенного к  $FW$  через трансформатор  $t_F$ . При этом его вторичная обмотка снабжается отводами и контактными ступенями. При неподвижных щетках выполняется

также регулирование фазы на вторичной обмотке трансформатора  $t_F$ . С этой целью обмотка соединяется в зигзаг и также снабжается отводами и контактными ступенями [Л. 9, фиг. 59].

В то время как в схеме на рис. 393 при синхронной скорости вращения э. д. с.  $ИМ$  одновременно с током возбуждения  $I_E$  исчезает, здесь можно ее поддержать за счет напряжения на щетках коллектора  $FW$ , существующего и при синхронной скорости вращения, и установить посредством сопротивления  $r$  таким образом, чтобы в обмотке ротора  $ИМ$  протекал желаемый ток. Последний при синхронизме является постоянным током и возбуждает  $ИМ$  как синхронную машину. Контакт на сопротивлении  $r$  на фиг. 401 может механически связываться с контактом на трансформаторе  $T$ .

О свойствах регулировочного агрегата при нижесинхронной скорости вращения после подробных исследований в разд. b больше ничего сказать нельзя. Здесь мы должны рассмотреть только режим вышесинхронной скорости вращения холостого хода. Для вышесинхронных скоростей вращения холостого хода уравнения, которые были выведены нами для отдельных величин, остаются справедливыми, если мы примем во внимание знак  $s$ . На фиг. 402, a построена

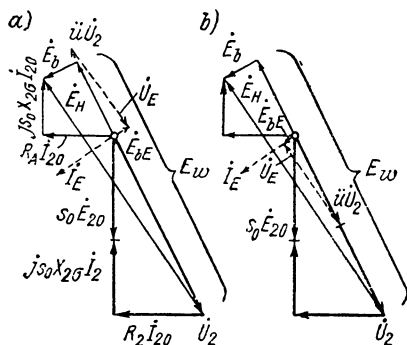


Фиг. 401. Схема 'для двухстороннего регулирования с возбуждающим трансформатором  $T$ .



диаграмма для вышесинхронной скорости, соответствующая диаграмме холостого хода на фиг. 395, *b*, причем  $s_0 \dot{E}_{20}$ ,  $j s_0 X_{2\sigma} \dot{I}_2$  и  $j s_0 X_A \dot{I}_2$  поменяли свои знаки. При этом изменился также знак активной составляющей  $\dot{U}_2$ .

Чтобы получить фазу  $\dot{I}_E$ , представим себе сперва главную обмотку трансформатора *T* на фиг. 401 продленной за ее нулевую точку и контакт сдвинутым на эту часть обмотки. Тогда  $\ddot{u}$  будет отрицательным и мы получим вектор напряжения  $\ddot{u}\dot{U}_2$  на фиг. 402, *a*.  $\dot{E}_{bE}$  сохраняет упреждение по фазе относительно  $\dot{U}_2$ , и мы получим вектор напряжения возбуждения  $\dot{U}_E = -\ddot{u}\dot{U}_2 + \dot{E}_{bE}$ . Так как скольжение отрицательно, ток возбуждения  $\dot{I}_E$  должен быть построен от  $\dot{U}_E$  с



Фиг. 402. К пояснению схемы фиг. 401 при вышесинхронной скорости вращения.

ящим по фазе от  $\dot{U}_E$  на четверть периода. Э. д. с.  $\dot{E}_H$ , индуцированная в НМ, все-таки, как и раньше, отстает на четверть периода от тока  $\dot{I}_E$ , так как направление вращения НМ не изменилось;  $\dot{E}_b$  оказывается в противофазе к  $\dot{E}_{bE}$ , поскольку ток возбуждения изменил свой знак. Таким образом, мы видим, что при продлении главной обмотки трансформатора *T* за нулевую точку не нужно применять никакого переключения обмоток. Также не требуется никакого переключения на *FW*, так как изменяется знак как на

пряжения на щетках коллектора *FW*, так и тока  $\dot{I}_E$ . В диаграмме напряжений фиг. 402, *a* напряжение на *FW* отсутствует поскольку оно компенсирует падение напряжения в цепи возбуждения, так что в ней остается только реактивное сопротивление  $sX_E$ .

Чтобы избавиться от половины контактных ступеней на трансформаторе *T*, обычно обмотка трансформатора не продлевается за нулевую точку, а при вышесинхронных скоростях вращения холостого хода используются те же контактные ступени, что и при нижесинхронных скоростях вращения холостого хода. Тогда, чтобы было возможно регулирование при вышесинхронных скоростях вращения, должно изменяться на обратное направление обмотки возбуждения *E* и обмотки *b* на трансформаторе. Для этого и служит двухполюсный переключатель *U* на фиг. 401. На фиг. 402, *b* построена диаграмма напряжений для этого случая. Ток возбуждения  $\dot{I}_E$  опять имеет ту же фазу, что и на фиг. 402, *a*, а *FW* не должен, таким образом, переключаться.

В схеме со вспомогательным преобразователем частоты (фиг. 401) последовательный трансформатор *t* между цепью ротора *IM* и цепью возбуждения НМ может включаться также между первичной цепью *IM* и первичной цепью трансформатора *t<sub>F</sub>*, как мы это



щему включению обмотки возбуждения  $E$  (в треугольник или зигзаг) э. д. с.  $\dot{E}_H$  опережает по фазе ток  $\dot{I}_E$  на четверть периода, то будет:

$$\dot{E}_H = jK\dot{I}_E = -K \frac{b + j\omega}{R_E + jsX_E} \dot{U}_1. \quad (616c)$$

Если мы обозначим величины, приведенные ко вторичной обмотке ИМ, штрихами у буквенных обозначений, т. е. приведенное напряжение сети через  $\dot{U}'_1 (= U_1 \omega_2 \xi_2 / \omega_1 \xi_1)$ , то можем для ур. (616с) также написать:

$$\dot{E}_H = jK\dot{I}_E = -K \frac{b' + j\omega'}{R_E + jsX_E} \dot{U}'_1, \quad (617a)$$

где  $\omega' = \omega U_1 / U'_1$  и  $b' = b U_1 / U'_1$ .

С другой стороны, для вторичной цепи ИМ должно быть справедливо уравнение:

$$\dot{E}_H = [(R_2 + R_A) + js(X_{2\sigma} + X_{A\sigma})] \dot{I}_2 - s\dot{E}_{20}; \quad (617b)$$

в нем

$$\dot{E}_{20} = \dot{U}'_1 + (R'_1 + jX'_{1\sigma}) \dot{I}'_1$$

при

$$\dot{I}'_1 = \dot{I}'_2 - \dot{I}_2; \quad \dot{I}'_2 = j \frac{\dot{E}_{20}}{X_{2h}} = j\mu \dot{E}_{20}. \quad (617c \text{ до } e)$$

При холостом ходе

$$\dot{I}_2 = \dot{I}_{20} = jm\dot{E}_{20}. \quad (618)$$

Если мы подставим здесь для  $m$  проводимость, которая соответствует требуемому намагничивающему току  $\dot{I}_{20}$ , то можем выразить  $\dot{I}_2$  и  $\dot{E}_{20}$  в ур. (617b) по ур. (617c) и (618) через  $\dot{U}'_1$ . Если мы положим тогда правые части ур. (617a и b) равными друг другу, то получим одно комплексное уравнение, в котором при некотором принятом скольжении холостого хода  $s = s_0$  входят только неизвестные  $\omega'$  и  $b'$ . Разлагая это уравнение на его вещественную и мнимую части, мы получим два вещественных уравнения, из которых для принятого тока  $\dot{I}_{20}$  [ур. (618)] можно рассчитать  $\omega'$  и  $b'$ .

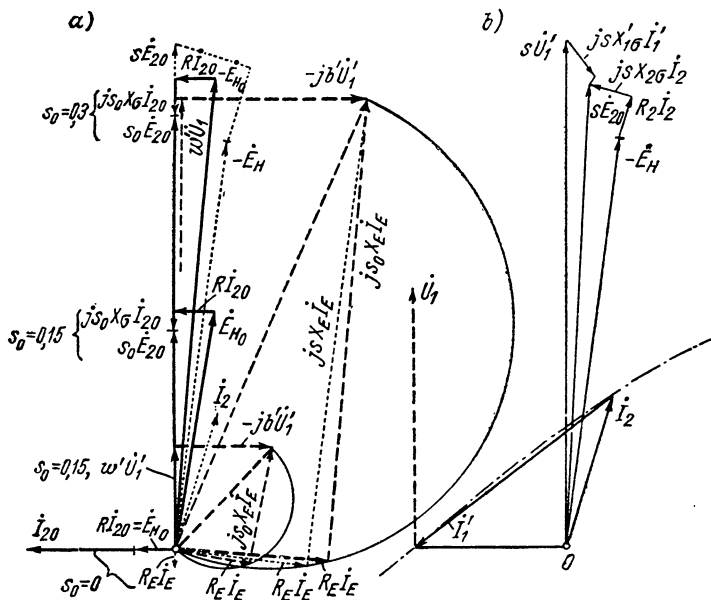
Мы запишем здесь уравнения для  $\omega'$  и  $b'$  только для того случая, когда  $m = \mu$ , т. е. когда при холостом ходе ИМ ее намагничивающий ток покрывается током ротора. Тогда при холостом ходе первичный ток  $\dot{I}_1$  будет равен нулю и  $\dot{E}_{20} = \dot{U}'_1$ . Для этого случая мы получим:

$$\omega' = \frac{s_0^2 X_E}{K} [1 + \mu (X_{2\sigma} + X_{A\sigma})] - \frac{R_E}{K} \mu (R_2 + R_A); \quad (618a)$$

$$b' = s_0 \left\{ \frac{R_E}{K} [1 + \mu (X_{2\sigma} + X_{A\sigma})] + \frac{X_E}{K} \mu (R_2 + R_A) \right\}. \quad (618b)$$

Одновременным регулированием составляющих  $\omega \dot{U}_1$  и  $b \dot{U}_1$  на FW для каждого скольжения холостого хода может быть получено желаемое значение  $\dot{I}_{20}$ . Составляющая  $b \dot{U}_1$  для  $s_0 > 0$  должна при-

близительно компенсировать падение напряжения  $R_E I_E$ , т. е. быть приблизительно пропорциональна скольжению  $s_0$ , тогда как составляющая  $\omega U_1$  должна быть приблизительно пропорциональна квадрату скольжения холостого хода, поскольку падение напряжения  $s_0 X_E I_E$  пропорционально скольжению (см. фиг. 394). Составляющая  $bU_1$  может быть также приближенно получена от вторичной обмотки трансформатора, первичная обмотка которого включена на контактные кольца IM, как это было нами показано в разд. б и с (см. фиг. 393 и 401).



Фиг. 404. Диаграммы напряжений для фиг. 403: а)  $s_0 = 0,3; 0,15; 0$ ; пунктирная при  $s = 0,35$  и  $R_1 = X_{1\sigma} = 0$ ; б) с учетом  $R_1$  и  $X_{1\sigma}$ ; — · — · — геометрическое место  $\dot{I}_2$  и  $-\dot{I}_1$ .

Для числового примера мы возьмем те же машины, тот же ток холостого хода  $I_{20} = 500$  а и те же величины сопротивлений, что и в разд. 4б. Тогда по ур. (605)  $K = c s_{0m} X_E = 1,024 \cdot 0,3 X_E = 0,307 X_E$  и  $X_E/K = 3,26$ .

Если машина работает на нижней прямолинейной части характеристики, то согласно стр. 576  $X_E = 6,05$  ом, а активное сопротивление  $R_E = 0,057$  ом. Таким образом,  $X_E/R_E = 106$ . Но в  $R_E$  должны включаться активные сопротивления двоянных поворотных трансформаторов и FW. Чтобы по возможности уменьшить влияние изменяющегося переходного сопротивления щеток, в цепь возбуждения также включается еще некоторое добавочное активное сопротивление. Для того чтобы получить более наглядную векторную диаграмму, мы примем это сопротивление относительно преувеличенным и положим  $X_E/R_E = 10$ . Тогда по ур. (618а и б) мы получим при скольжении холостого хода  $s_0 = 0,3$ ;  $\omega' = 0,31$ ,  $b' = 0,1341$  и  $\omega' U'_1 = \omega' E_{20} = 0,31 \cdot 960 = 298$  в;  $b' U'_1 = 129$  в; при  $s_0 = 0,15$ :  $\omega' U'_1 = 67,5$ ,  $b' U'_1 = 64,4$  в и при  $s_0 = 0$ :  $\omega' U'_1 = 8,95$  в,  $b' U'_1 = 0$ . Для этих трех случаев на фиг. 404, а представлены диаграммы напря-

жений сплошными линиями для главной цепи и штриховыми линиями для цепи возбуждения. Ток холостого хода  $I_{20}$  во всех случаях одинаков, а именно — чисто реактивный ток 500 а. При  $s_0 = 0$  в цепи возбуждения протекает постоянный ток и  $\omega'U'_1 = R_E I_E$ . Э. д. с., индуцированная в ИМ,  $\dot{E}_H = -jK I_E = -j1,86 I_E$ .

Для установленной скорости вращения холостого хода (соответствующей  $s_0$ ) составляющие  $\omega'U'_1 = \omega U_1$  и  $b'U'_1 = bU_1$  остаются неизменными. Поэтому для каждого скольжения  $s$  при нагрузке  $\dot{E}_H$  определяется ур. (617а). Это значение должно быть равно правой части ур. (617б). Если мы пренебрежем сперва падением напряжения в первичной обмотке ИМ, т. е. положим  $\dot{U}'_1 = \dot{E}_{20}$ , и рассчитаем  $I_2$  по ур. (617а и б), то получим для нашего числового примера, например при скольжении холостого хода  $s_0 = 0,3$  и скольжении при нагрузке  $s = 0,35$ , диаграмму напряжений, изображенную на фиг. 404, а пунктирными линиями, с током нагрузки  $I_2$ .

Для учета падений напряжения в первичной обмотке ИМ мы должны еще заменить  $\dot{E}_{20}$  в ур. (617б) через (617с) и  $I_1$  по ур. (617д и е). Если мы решим его тогда относительно  $I_2$ , то получим:

$$I_2 = \frac{AC + BD + I(BC - AD)}{C^2 + D^2} \dot{U}'_1, \quad (619)$$

где для сокращения подставлено:

$$\left. \begin{aligned} A &= r_E s - \mu \omega' R'_1 - \alpha b'; & B &= x_E s^2 - \alpha \omega' + b' \mu R'_1; \\ C &= \alpha \rho_1 + \mu \rho_2 R'_1 s + (r_E R'_1 - s x_E X'_{1\sigma}) s; \\ D &= \alpha \rho_2 s - \mu \rho_1 R'_1 + (s x_E R'_1 + r_E X'_{1\sigma}) s; \end{aligned} \right\} \quad (619а до d)$$

$$r_E = R_E / K; \quad x_E = X_E / K; \quad R = R_2 + R_A; \quad X = X_{2\sigma} + X_A; \quad (619е до h)$$

$$\alpha = 1 + \mu X'_{1\sigma}; \quad \rho_1 = r_E R - s^2 x_E X; \quad \rho_2 = r_E X + x_E R. \quad (619i до l)$$

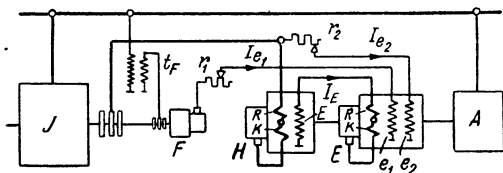
Для  $s_0 = 0,3$  и в качестве примера  $s = 0,35$  на фиг. 404, б построена полная диаграмма напряжений, причем все величины приведены ко вторичной обмотке ИМ. Геометрическое место токов указано штрих-пунктирной кривой, причем нулевая точка  $O$  действительна для вторичного тока  $I_2$ , а нулевая точка  $O'$  — для приведенного ко вторичной обмотке тока  $I'_1$  первичной обмотки ИМ. Каждому скольжению холостого хода, естественно, соответствует другое геометрическое место.

Мы видим, что намагничивающая реактивная составляющая от  $I_2$  с возрастанием нагрузки быстро убывает. Чтобы получить более благоприятный характер геометрического места, можно применить уже рассмотренные ранее вспомогательные средства, например, последовательный трансформатор между вторичной цепью ИМ и цепью возбуждения ИМ или между первичной цепью ИМ и первичной цепью FW. Но еще проще с помощью реле таким образом регулировать двоянный поворотный трансформатор, которым устанавливается реактивная составляющая тока  $I_2$ ,

чтобы она автоматически следовала желательному закону, например, такому, чтобы всегда было  $\cos \varphi = 1$ .

Регулирование при вышесинхронной скорости вращения возможно без переключений.

с. С особой возбуждающей машиной для НМ. При большей мощности НМ она возбуждается не непосредственно от FW и контактных колец ИМ, а через особую возбуждающую машину, которая должна быть рассчитана только на мощность возбуждения НМ. Мощность возбуждения возбуждающей машины составляет лишь небольшую часть мощности возбуждения НМ, поэтому мешающее влияние изменяющегося со скольжением реактивного сопротивления обмотки возбуждения возбуждающей машины можно уничтожить включением в цепь возбуждения активных сопротивлений, которые составляют во много раз большую величину, чем реактивное сопротивление при наибольшем возникающем скольжении.



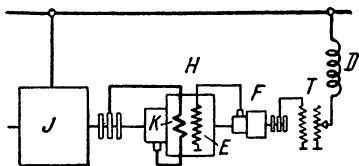
Фиг. 405. Схема для двухстороннего регулирования скорости вращения с особой возбуждающей машиной Е для НМ, обозначенной Н.

Такая схема в качестве примера представлена на фиг. 405. Возбуждающая машина Е, подобно тому, как и в предыдущих схемах, возбуждается от FW и от контактных колец ИМ посредством отдельных обмоток  $e_1$  и  $e_2$  для того, чтобы FW, независимо от напряжения на контактных кольцах, мог быть выбран на малое напряжение. Взаимное влияние обеих обмоток возбуждения вследствие больших сопротивлений  $r_1$  и  $r_2$  имеет ничтожное значение. Благодаря последовательной обмотке  $R$  на возбуждающей машине в последней индуктируется некоторая добавочная э. д. с., пропорциональная току возбуждения  $I_E$  машины НМ, которая компенсирует активное падение напряжения в цепи возбуждения НМ, так что э. д. с., индуктированная в возбуждающей машине токами возбуждения  $I_{e1}$  и  $I_{e2}$ , покрывает только падение напряжения на реактивном сопротивлении в цепи возбуждения НМ. Машина НМ также имеет последовательную обмотку, которая вводит в цепь якоря э. д. с., пропорциональную току якоря, нужную для выравнивания погрешностей в установке э. д. с.  $E_H$ . Сопротивлением  $r_1$  в основном регулируется скорость вращения холостого хода, а  $r_2$  регулируется реактивный ток. Относительно подробностей работы этой схемы следует сослаться на Зейца [Л. 9, стр. 656 и 385а].

## 6. НМ с питанием со статора с большим дросселем в первичной цепи FW

Мешающее влияние сильно изменяющегося со скольжением реактивного сопротивления обмотки возбуждения НМ можно также устранить, по предложению Г а р ц а [Л. 325], путем включения

перед контактными кольцами FW, который питает обмотку возбуждения ИМ, большого дросселя. Если этот дроссель выбран таким образом, что его реактивное сопротивление велико по сравнению с реактивным сопротивлением цепи возбуждения ИМ при наибольшем встречающемся скольжении ИМ, изменение реактивного сопротивления в цепи возбуждения ИМ становится лишь малозаметным. На фиг. 406 представлена принципиальная схема такого регулировочного агрегата в качестве примера для того случая, когда ИМ сочленена с ИМ. Контактные кольца FW включаются на сеть через трансформатор  $T$ , который здесь действует в качестве трансформатора тока, и через дроссель  $D$ . При достаточно большом дросселе ток в первичной обмотке трансформатора  $T$  практически не зависит от установки контакта на трансформаторе и от скольжения ИМ. Ток в обмотке возбуждения ИМ определяется коэффициентом трансформации токов



Фиг. 406. Схема с большим дросселем  $D$  в цепи контактных колец FW.

трансформатора  $T$ , так что благодаря этому может регулироваться э. д. с. ИМ и, соответственно, скорость вращения ИМ. Для регулирования фазы при применении FW без компенсационной обмотки могут сдвигаться щетки на стороне коллектора FW. При применении компенсированного FW, как это имеет место для больших регулировочных агрегатов, в первичной или во вторичной цепи трансформатора  $T$  может включаться еще поворотный трансформатор. Для раздельного регулирования скорости вращения и реактивной мощности, так же как на фиг. 403, могут применяться два сдвоенных поворотных трансформатора. В этом случае они являются трансформаторами тока (см. также фиг. 414).

## Е. РЕГУЛИРОВАНИЕ МОЩНОСТИ

### 1. Понятие и применение

**а. Понятие.** При регулировании скорости вращения ИМ к ее контактными кольцам от ИМ подводилось такое напряжение, которое позволяло устанавливать скорость вращения холостого хода, отличающуюся от синхронной скорости вращения. Скоростная характеристика  $n(M)$  машины ИМ (сплошная линия на фиг. 407, *а*) могла при этом подниматься и опускаться, так что характеристика ИМ переходила, например, в штриховые характеристики на фиг. 407, *а*. Введением соответствующей составляющей напряжения, пропорциональной скольжению, можно было далее увеличивать еще наклон скоростной характеристики (пунктирные на фиг. 407, *а*), как это возможно также у ИМ без ИМ посредством включения активного сопротивления в цепь ротора, но только с увеличением потерь. При

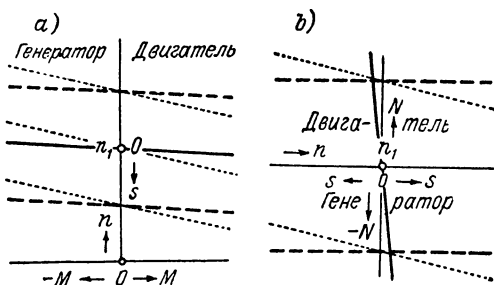
этом точно так же получалось изменение мощности, но только в соответствии с установленной скоростной характеристикой.

Под понятием «регулирование мощности» мы, напротив, понимаем такое регулирование, которое не зависит от скольжения  $IM$  или следует некоторому желаемому закону в зависимости от скольжения. На фиг. 407, *b* сплошная кривая представляет собою мощность как функцию скорости вращения  $N(n)$  или скольжения  $N(s)$  машины  $IM$  без НМ. При малых значениях скольжений она является прямой. При регулировании мощности  $IM$  должна теперь освободиться от этой присущей ей характеристики мощности, так чтобы произвольно устанавливаемая мощность  $IM$  не зависела от ее скольжения или следовала желаемому закону. На фиг. 407, *b* показаны две характеристики для постоянной мощности штриховыми линиями; пунктирные линии указывают поворот этих характеристик, например, около мощности при скольжении  $s = 0$ . В последующих подразделах мы кратко рассмотрим важнейшие применения этого регулирования мощности.

**б. Связь двух сетей переменного тока.** Сети одинаковых частот обычно соединяются друг с другом непосредственно или через неподвижные трансформаторы. Поток мощности от одной сети к другой регулируется посредством установки регулирующих устройств на соединяемых генераторных станциях. В этом случае говорят о жесткой связи сетей.

При связи сетей различных частот, как это применяется главным образом для связи трехфазных промышленных сетей 50 *гц* с однофазной тяговой сетью  $16\frac{2}{3}$  *гц*, обе сети могут связываться друг с другом через преобразователь. Если последний представляет собою двигатель-генератор с двумя синхронными машинами, числа пар полюсов которых должны находиться в отношении обеих частот, то такая связь является жесткой. На преобразователе в этом случае можно регулировать только реактивную мощность и напряжение. Для получения произвольного регулирования мощностей статор одной из двух синхронных машин мог бы устраиваться поворотным [Л. 394]. Если в одной из сетей, обычно в тяговой сети, происходят сильные колебания частоты, последние будут передаваться при жесткой связи и в промышленную сеть.

Если одна из двух машин преобразователя выполняется как  $IM$ , то хотя связь и не является больше жесткой, но в этом случае также нельзя произвольно устанавливать поток мощности, так как син-



Фиг. 407. а) Характеристики регулирования скорости вращения;  
б) характеристики регулирования мощности.



хронная машина своим числом пар полюсов и частотой сети, к которой она присоединена, предопределяет скорость вращения. Скольжение ИМ изменяется при колебаниях частоты, причем потребление и отдача мощности ИМ однозначно определяется характеристикой (сплошная прямая на фиг. 407, *b*). Последняя может регулироваться лишь в известных пределах и при сравнительно больших потерях посредством активных сопротивлений в цепи ротора ИМ. В этом случае говорят о полужесткой связи сетей.

Благодаря применению НМ, которая питает вторичную обмотку ИМ и соответствующим образом регулируется, можно, как мы дальше покажем, устанавливать мощность ИМ произвольно и независимо от частоты. Двигатель-генератор, состоящий из синхронной машины и ИМ с НМ, не будет тогда по регулированию мощности зависеть также от колебаний частоты, и поток мощности из одной сети в другую может регулироваться любым образом. Такую связь называют *слабой, гибкой или скользкой связью*.

Эта же задача может решаться также с помощью специальных регулируемых ионных преобразователей между обеими сетями [Л. 395] на чем, однако, в пределах этой книги мы не можем останавливаться.

**с. Другие применения.** Регулирование ИМ на постоянную мощность требуется при работе с сильными кратковременными колебаниями нагрузки, когда асинхронный двигатель соединяется с маховиком, чтобы освободить сеть от толчков нагрузки. В промежутки времени малой нагрузки или при холостом ходе маховик разгоняется до некоторой определенной наибольшей скорости вращения и в промежутки времени сильных толчков нагрузки отдает свою энергию с возрастанием скольжения, так что асинхронный двигатель должен потреблять из сети только (постоянную) среднюю мощность. С этой целью асинхронный двигатель выполняется с повышенным скольжением. Примерами такого рода являются двигатели прокатных станов [Л. 9 II, стр. 783] и приводные двигатели преобразователей с маховиком (преобразователей Ильгнера) для подъемных устройств в схеме Леонарда [Л. 9II, стр. 726].

Следующей областью применения регулирования мощности ИМ с НМ является применение ее в качестве генератора на электрических станциях, чтобы при приводе от поршневых машин с сильно колеблющимся вращающим моментом устранить затруднения, связанные с параллельной работой синхронных машин [Л. 398].

## **2. Регулирование с помощью НМ без автоматического механического регулятора**

В этом разделе мы предположим, что регулирование мощности ИМ достигается электромагнитным путем, т. е. без применения автоматического механического регулятора, управляемого с помощью реле.

**а. Принцип Зейца.** Идея Зейца может быть сформулирована примерно следующим образом. Если посредством НМ подводить к контактным кольцам ИМ такое напряжение, которое компенсирует все напряжения, зависящие от скольжения, то в ней действуют только активные сопротивления цепи ротора. Посредством еще одной составляющей напряжения НМ тогда можно независимо от скорости вращения ИМ устанавливать такой ток, который дает желаемую активную и реактивную мощность ИМ.

Уравнение напряжений для вторичной цепи ИМ имеет вид

$$\dot{U}_2 + (R_2 + jsX_{2s})\dot{I}_2 = s\dot{E}_{20}. \quad (620)$$

Индуктированная в НМ э. д. с.  $\dot{E}_H$ , которая состоит из составляющих

$$\dot{E}_{H1} = -s\dot{E}_{20} + jsX_{2s}\dot{I}_2 \quad (621a)$$

и  $\dot{E}_{H2}$ , при пренебрежении падениями напряжения в НМ, должна быть равна

$$-\dot{U}_2 = \dot{E}_H = \dot{E}_{H1} + \dot{E}_{H2}. \quad (621b)$$

Если мы заменим в ур. (620)  $\dot{U}_2$  через  $-\dot{E}_H$  [ур. (621b)], то напряжения, пропорциональные скольжению, сокращаются, и мы получим:

$$\dot{I}_2 = \dot{E}_{H2}/R_2. \quad (621)$$

Посредством э. д. с.  $\dot{E}_{H2}$  ток  $\dot{I}_2$  может по величине и по фазе устанавливаться любым образом. Для каждого постоянного значения  $\dot{E}_{H2}$  (при пренебрежении очень малым активным падением напряжения в первичной обмотке ИМ) получается постоянная мощность, как она наглядно представлена штриховыми прямыми на фиг. 407, *b*.

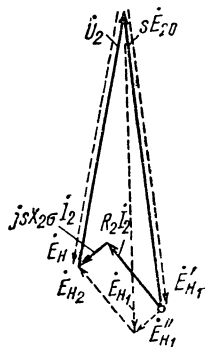
На векторной диаграмме фиг. 408 цепь напряжений ИМ изображена сплошными линиями, а цепь НМ — штриховыми линиями. При этом э. д. с.  $\dot{E}_{H1}$ , которая компенсирует напряжения ИМ, пропорциональные скольжению, разложена на две составляющие:

$$\dot{E}'_{H1} = -s\dot{E}_{20} \quad (622a)$$

и

$$\dot{E}''_{H1} = jsX_{2s}\dot{I}_2. \quad (622b)$$

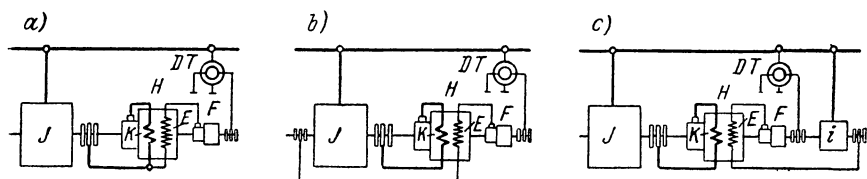
Возбужденная таким образом ИМ имеет свойство всегда отдавать или потреблять одну и ту же мощность, независимо от того, с какой скоростью вращается ИМ. При сочленении с синхронной машиной скорость вращения определяется последней и частотой сети, на которую она включена. Если напряжения ИМ, зависящие от скольжения, компенсируются только частично, характеристика получается наклоненной по отношению к оси абсцисс.



Фиг. 408. Пояснение принципа Зейца.

**б. Осуществление принципа.** Основная идея Зейца может более или менее полно осуществляться различными способами, а именно, как с помощью НМ с роторным питанием (компенсированный преобразователь частоты), так и с помощью НМ со статорным питанием, либо при непосредственном сочленении НМ с ИМ, либо с отдельным приводом НМ [Л. 402 до 406]. Для больших мощностей имеют значение только НМ со статорным питанием, которыми мы поэтому и ограничимся.

В принципиальных схемах фиг. 409, *а* до *с* в качестве примера принято, что НМ сочленена с ИМ. Все схемы имеют то общее, что составляющая  $E_{H_2}$  машины НМ, с помощью которой может устанавливаться мощность, получается от сочлененного с ИМ преобразо-



Фиг. 409. Принципиальные схемы для осуществления принципа Зейца.

вателя FW, который включен на обмотку возбуждения  $E$  машины НМ и создает в обмотке возбуждения составляющую тока, индуктирующую в НМ э. д. с.  $E_{H_2}$ . Составляющая  $E_{H_1}$ , которая должна более или менее полно компенсировать напряжения ИМ, пропорциональные скольжению, получается благодаря тому, что в цепь обмотки возбуждения  $E$  машины НМ вводится еще некоторое напряжение, которое берется на фиг. 409, *а* с контактных колец ИМ [Л. 406], на фиг. 409, *б* — от помещенной на роторе ИМ вспомогательной обмотки [Л. 398] и на фиг. 409, *с* — от некоторой специальной сочлененной с ИМ вспомогательной индукционной машины  $i$ , так называемой разделительной машины [Л. 404]. Подробнее мы рассмотрим эти схемы в разд. 3. В следующем разделе, при пояснении процессов в машинах, мы ограничимся только одним примером, а именно схемой, предложенной самим Зейцем.

**с. Схема Зейца.** Схема включения представлена на фиг. 410. НМ является машиной со статорным питанием с компенсационной обмоткой ( $K$ ) и последовательной ( $R$ ) и независимой ( $E$ ) обмотками возбуждения. Независимое возбуждение подается от специальной возбуждающей машины ( $E$ ). Обе машины сочленены с машиной А, с практически постоянной скоростью вращения.

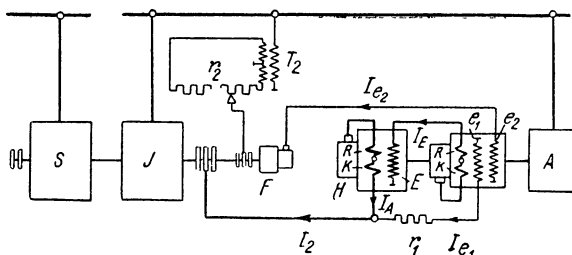
Мы рассмотрим сперва только вторичную цепь ИМ и цепь якоря НМ, причем пренебрежем очень маленьким током  $i_{e1}$  на фиг. 410, т. е. положим  $i_A = i_{e2}$ . Для ИМ справедливо уравнение напряжений

$$\dot{U}_2 + \dot{Z}_2 i_2 = s \dot{E}_{20} \quad \text{при} \quad \dot{Z}_2 = R_2 + jsX_{2s} \quad (623a \text{ и } b)$$

Это уравнение наглядно поясняется более жирными сплошными линиями на фиг. 411, *а*. Величины напряжений НМ изображены штриховыми линиями. Благодаря НМ мы получаем прежде всего э. д. с.

$$\dot{E}_{H_1} = -s\dot{E}_{20} + \dot{Z}_2 \dot{I}_2 = -\dot{U}_2, \quad (624a)$$

которая компенсирует э. д. с.  $s\dot{E}_{20}$  и падение напряжения  $(R_2 + jsX_{2\sigma})\dot{I}_2$ . Так как при этом, в противоположность принципу в разд. а, компенсируется и составляющая напряжения  $R_2\dot{I}_2$ , а активное сопротивление  $R_A$  цепи якоря НМ пренебрежимо мало,



Фиг. 410. Схема для связи сетей по Зейцу.

ток  $\dot{I}_A = \dot{I}_2$  благодаря последовательной обмотке  $R$  в НМ должен еще индутировать э. д. с.

$$\dot{E}_{HR} = -K\dot{I}_2, \quad (624b)$$

величина которой, принятая отрицательной, действует как некоторое увеличение активного падения напряжения  $R_A\dot{I}_2$ . Э. д. с., вызванная независимым возбуждением НМ, будет:

$$\dot{E}_{Hf} = \dot{E}_{H_1} + \dot{E}_{H_2}, \quad (624c)$$

а э. д. с., индуцированная результирующим потоком в НМ,

$$\dot{E}_H = \dot{E}_{Hf} + \dot{E}_{HR} \quad (624d)$$

(см. фиг. 411, *а*, на которой для упрощения подписей положено  $\dot{Z}_2 = R_2 + jsX_{2\sigma}$  и  $Z_A = R_A + jsX_A$ ). Для уравнения напряжений НМ мы можем записать:

$$-\dot{U}_2 + (R_A + K + jsX_A)\dot{I}_2 = -\dot{U}_2 + \dot{Z}_2\dot{I}_2 - \dot{E}_{HR} = \dot{E}_{H_1} + \dot{E}_{H_2}. \quad (625a)$$

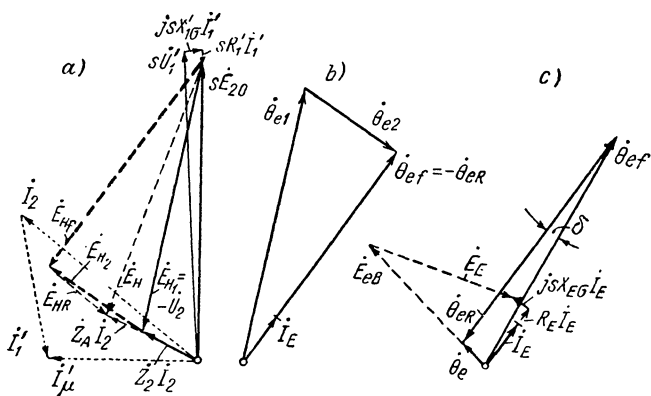
Из ур. (625a) с учетом ур. (624a) мы получаем:

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_{H_2}}{R_A + K + jsX_A}. \quad (625)$$

В этом уравнении содержится еще небольшая составляющая  $jsX_A$ , а в и с я щ а я от скольжения, которая, однако, не очень нару-

шает пропорциональность между  $I_2$  и  $\dot{E}_{H2}$ , поскольку  $sX_A$  мало по сравнению с  $R_A$ , а благодаря величине сопротивления  $K$  имеет еще меньшее значение. Пунктирными линиями на фиг. 411, а указана диаграмма токов и тонкими сплошными линиями — диаграмма напряжений первичной цепи ИМ, причем величины напряжений приведены к обмотке ротора ИМ (обозначены штрихами) и с учетом экономии места умножены на скольжение  $s$ .

Мы должны еще показать, каким образом получаются составляющие э. д. с.  $\dot{E}_{H1}$  и  $\dot{E}_{H2}$  в НМ. Составляющая  $\dot{E}_{Hf}$  э. д. с.  $\dot{E}_H$ , индуктированной в НМ (всюду предполагается прямолинейная магнитная характеристика) пропорциональна току  $\dot{I}_E$  в обмотке возбуждения  $E$ . Таким образом, ток  $\dot{I}_E$  должен следовать тому же



Фиг. 411. К пояснению схемы Зейца.

закону, что и  $\dot{E}_{Hf} = \dot{E}_{H1} + \dot{E}_{H2}$ . Если мы примем сначала, что реактивное сопротивление в цепи возбуждения НМ исчезающе мало по сравнению с активным сопротивлением, то получим требуемую закономерность для тока возбуждения  $\dot{I}_E$ , если расположим в возбуждающей машине две обмотки возбуждения  $e_1$  и  $e_2$ , из которых  $e_1$  питается напряжением с контактных колец  $\dot{U}_2$  в ИМ, а  $e_2$  — от сети через FW. В обеих цепях возбуждения включены активные сопротивления  $r_1$  и  $r_2$ , выбранные с таким запасом, чтобы реактивные сопротивления в этих цепях по сравнению с  $r_1$  и  $r_2$  были достаточно малы. Тогда током, вызванным обмоткой возбуждения  $e_1$ , в обмотке возбуждения  $E$  в НМ будет индуктироваться составляющая  $\dot{E}_{H1}$ , пропорциональная напряжению на контактных кольцах  $\dot{U}_2$ , тогда как током, вызванным обмоткой возбуждения  $e_2$ , будет создаваться составляющая  $\dot{E}_{H2}$ . Последняя служит для регулировки мощности ИМ при помощи сопротивлений  $r_2$  на фиг. 410. Эти сопротивления включаются по концам шестифазной вторичной обмотки трансформатора  $T_2$ , соединенной в звезду. Одно из них служит для установки о т д а ч и мощности, а другое для установки п о т р е б-

ления и мощности ИМ. Реактивная мощность может регулироваться смещением щеток на очень маленьком  $FW$  (F).

В действительности предположение, что реактивное сопротивление обмотки возбуждения  $E$  машины НМ исчезающе мало по сравнению с активным сопротивлением, не выполняется. Для того чтобы получить несмотря на это ток  $I_E$  пропорциональным полному току обмоток возбуждения  $e_1$  и  $e_2$ , Зейц помещает на возбуждающей машине  $E$  еще сильную последовательную обмотку ( $R$ ), которая противодействует полному току  $\dot{\Theta}_{ef}$  обеих обмоток возбуждения  $e_1$  и  $e_2$ . Если  $R_E$  обозначает активное сопротивление и  $X_E$  — приведенное к частоте сети реактивное сопротивление в цепи обмотки возбуждения  $E$  машины НМ и  $K_E$  — (постоянную) величину сопротивления, которая путем умножения на результирующий полный ток  $\dot{\Theta}_e$  из всех действующих в возбуждающей машине  $E$  полных токов дает результирующую э. д. с. в роторе ЕМ, то будет:

$$(R_E + jsX_E) I_E = K_E \dot{\Theta}_e. \quad (626)$$

Последовательная обмотка  $R$  (с числом витков  $w_{eR}$ ) машины ЕМ включается теперь таким образом, чтобы ее полный ток в основном противодействовал полному току  $\dot{\Theta}_{ef}$ , вызываемому обеими обмотками независимого возбуждения  $e_1$  и  $e_2$ ,

$$\dot{\Theta}_{eR} = -w_{eR} \dot{I}_E. \quad (627a)$$

Из результирующего полного тока

$$\dot{\Theta}_e = \dot{\Theta}_{ef} + \dot{\Theta}_{eR} \quad (627b)$$

мы получаем:

$$\dot{\Theta}_{ef} = \dot{\Theta}_e - \dot{\Theta}_{eR}. \quad (627)$$

Теперь, если  $\dot{\Theta}_{eR}$  выбирается большим относительно  $\dot{\Theta}_e$ , то и  $\dot{\Theta}_{ef}$  велик относительно  $\dot{\Theta}_e$ , и с учетом ур. (627a) мы получаем:

$$\dot{\Theta}_{ef} \approx w_{eR} \dot{I}_E. \quad (628)$$

Таким образом,  $\dot{I}_E$ , независимо от переменности реактивного сопротивления в цепи обмотки возбуждения, меняется приблизительно пропорционально установленному полному току  $\dot{\Theta}_{ef}$ .

На фиг. 411,  $b$  представлена диаграмма полных токов обмоток возбуждения возбуждающей машины в предположении, что ур. (628) выполняется не приближенно, а точно, т. е.  $\dot{\Theta}_e$  равно нулю. Полные токи  $\dot{\Theta}_{e1}$ ,  $\dot{\Theta}_{e2}$  и  $\dot{\Theta}_{ef}$  находятся в противофазе к соответствующим э. д. с.  $\dot{E}_{H1}$ ,  $\dot{E}_{H2}$  и  $\dot{E}_{Hf}$  на фиг. 411,  $a$  и соответствующие величины пропорциональны друг другу. При нашем пренебрежении результирующим полным током  $\dot{\Theta}_e$  получаем  $\dot{\Theta}_{ef} = -\dot{\Theta}_{eR}$ . Треугольник полных токов возбуждающей машины подобен треугольнику соответствующих составляющих э. д. с. НМ и при других

значениях скольжения также остается ему подобным, если пренебречь очень малым влиянием реактивного сопротивления  $sX_A$  в цепи якоря НМ. Таким образом, если остается постоянным  $\dot{\Theta}_{e2}$  (постоянная установка  $r_2$  и щеток на преобразователе частоты) и полный ток  $\dot{\Theta}_{e1}$  пропорционален напряжению на зажимах  $\dot{U}_2$  ( $r_2 \gg sX_{e1}$ ), то остаются практически неизменными также и токи ИМ по величине и фазе. Агрегат работает без нарушения режима.

В действительности результирующий полный ток  $\dot{\Theta}_e$  не равен нулю. На фиг. 411, с штриховыми линиями представлена диаграмма напряжений цепи возбуждения НМ. Падение напряжения ( $R_E + jsX_{E\gamma}$ )  $\dot{I}_E$  в цепи возбуждения НМ равно сумме э. д. с. вращения  $\dot{E}_{eB}$ , индуцированной в роторе возбуждающей машины, и э. д. с. покоя  $\dot{E}_E$ , индуцированной главным потоком НМ в ее обмотке возбуждения. Последняя опережает на четверть периода э. д. с. вращения  $\dot{E}_H$  машины НМ. В фазе с  $\dot{E}_{eB}$  находится результирующий полный ток  $\dot{\Theta}_e$  в возбуждающей машине.

Теперь мы получаем представленную на фиг. 411, с сплошными линиями диаграмму полных токов возбуждающей машины. Фазовый угол  $\delta$  между  $\dot{\Theta}_{ef}$  и  $-\dot{\Theta}_{eR}$  уже больше не равен нулю. Из-за этого  $\dot{E}_{Hf}$  на фиг. 411, а несколько сдвигается и при изменяющемся скольжении активная и реактивная мощности больше не остаются постоянными. Нарушения становятся тем более заметными, чем больше угол  $\delta$ . Согласно Зейцу [Л. 406, стр. 236], они могут быть уменьшены посредством несколько иного распределения составляющих  $\dot{\Theta}_{e1}$  и  $\dot{\Theta}_{e2}$ , которые совместно дают  $\dot{\Theta}_{ef}$ .

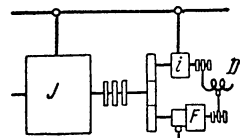
Более эффективным, однако, по предложению Г ан д ш и н а [Л. 406, стр. 236] является устройство на возбуждающей машине третьей обмотки независимого возбуждения, которая включается через достаточно большое активное сопротивление параллельно обмотке возбуждения  $E$  машины НМ. Ток в этой обмотке, по существу, совпадает по фазе с э. д. с. покоя  $\dot{E}_E$  и индуцирует в роторе возбуждающей машины составляющую э. д. с. вращения, которая более или менее полно компенсирует  $\dot{E}_E$ , так что нарушение, вызванное переменностью  $\dot{E}_E$ , в основном устраняется. Отдельные обмотки возбуждения возбуждающей машины  $E$  влияют друг на друга очень незначительно, поскольку в обмотки независимого возбуждения включены большие активные сопротивления. На этих и других причинах погрешностей, а также на приводе НМ и ЕМ с не совсем постоянной скоростью вращения, как, например, при их сочленении с ИМ, мы здесь не будем подробнее останавливаться [см. Л. 406 и 407].

**д. Ограничение наибольшей скорости вращения.** Часто требуется ограничение наибольшей скорости вращения ИМ. Например, это имеет место, если с ИМ сочленен маховик, причем маховик может разгоняться только до некоторой известной наибольшей скорости вращения. Такое ограничение скорости вращения может требоваться также при связи сетей, если одна сеть, обычно тяговая сеть,

не нуждается в подведении мощности из другой сети. Если бы при этом подвод мощности не прекращался, то скорость вращения преобразователя и частота тяговой сети могли бы недопустимо возрастать.

Ограничение скорости вращения ИМ и потребления или отдачи ею мощности может быть достигнуто посредством какого-либо зависящего от скорости вращения и автоматически действующего регулятора, который, например в схеме фиг. 410, передвигает контакт на сопротивлении  $r_2$  и наконец разрывает первичную цепь тока FW. Чтобы достичь ограничения скорости вращения внутри машин, т. е. без применения внешнего регулятора, следует различать, является ли наибольшая скорость вращения для ИМ синхронной или лежит в вышесинхронной области.

Для синхронной скорости вращения холостого хода Зейц указывает два пути [Л. 406, стр. 239]. Согласно первому составляющая  $\dot{E}_{H_2}$  машины НМ, регулирующая мощность уничтожается тем, что сторона коллектора FW включается не так, как на фиг. 410, непосредственно на обмотку возбуждения  $e_2$ , а через двухобмоточный трансформатор. При синхронной скорости вращения ИМ частота на стороне коллектора FW равна нулю, так что трансформатор не дает никакого тока в обмотку возбуждения  $e_2$ , которая управляет мощностью ИМ.



Фиг. 412. Схема для ограничения скорости вращения.

Согласно другому предложению, обмотка возбуждения  $e_2$ , которая должна давать составляющую  $\dot{E}_{H_2}$ , питается не как на фиг. 410 от преобразователя частоты, а от контактных колец ИМ через регулируемый дроссель. При постоянном положении дросселя тогда, при больших значениях скольжений, остается также практически постоянным ток в этой обмотке возбуждения и только при очень малых значениях скольжения он становится равным нулю, а с ним и мощность ИМ.

Чтобы получить возможно меньшую НМ, среднюю скорость вращения выбирают примерно равной синхронной. Тогда ограничение скорости вращения должно происходить в вышесинхронной области. Для этого случая Зейц предлагает следующее устройство (фиг. 412): FW в схеме фиг. 410 сочленяется с валом ИМ через зубчатую передачу и питается от маленькой вспомогательной асинхронной машины  $i$  через регулируемый дроссель  $D$ , посредством которого может регулироваться мощность ИМ. Машина  $i$  точно так же сочленяется с валом ИМ через зубчатую передачу и с первичной стороны питается от сети, на которую включена ИМ. Коэффициент зубчатой передачи и число пар полюсов машин  $i$  и  $F$  должны быть выбраны таким образом, чтобы на стороне коллектора  $F$  всегда существовала частота скольжения  $sf$  машины ИМ и частота на контактных кольцах  $F$  при предельной скорости вращения, при  $s = s_d$ , была равна нулю. Тогда и напряжение на стороне контактных



колец F становится равным нулю, и скорость вращения при этом ограничивается.

Если мы обозначим числа пар полюсов IM через  $p$ , вспомогательной машины  $i$  через  $p_i$  и FW (F) через  $p_F$ , через  $\ddot{u}_i$  механический коэффициент передачи между IM и  $i$ , а через  $\ddot{u}_F$  механический коэффициент передачи между IM и F, то для частоты  $f_i$  на стороне контактных колец и  $f_F$  на стороне коллектора F получим:

$$f_i = [1 - (1 - s) \ddot{u}_i p_i / p] f \quad (629a)$$

и

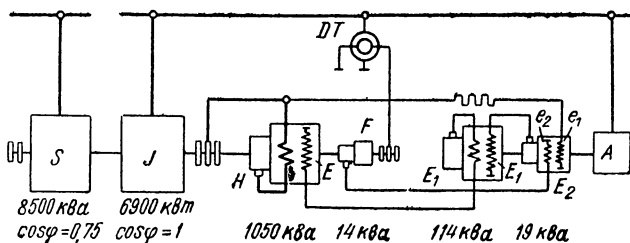
$$f_F = [1 - (1 - s) \ddot{u}_i p_i / p - (1 - s) \ddot{u}_F p_F / p] f. \quad (629b)$$

Чтобы теперь при  $s = s_u$  было  $f_i = 0$  и для всех значений скольжений  $f_F = sf$ , коэффициенты передачи должны быть выбраны таким образом, чтобы

$$\ddot{u}_i = \frac{p}{(1 - s_u) p_i} \quad \text{и} \quad \ddot{u}_F = \frac{p - \ddot{u}_i p_i}{p_F}. \quad (630a \text{ и } b)$$

### 3. Регулирование с помощью автоматических регуляторов вне машин

Требование большей точности регулирования мощности и частоты и упрощения вспомогательных машин приводит к тому, что отказываются от автоматического электромагнитного регулирования внутри машин и переходят на специальные механические



Фиг. 413. Связывающее преобразовательное устройство Мюлеберг ВВС.

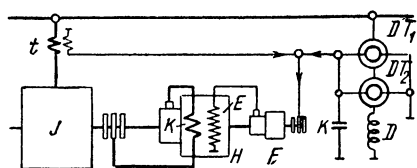
регуляторы (вне машин), которые управляются при помощи реле. В большинстве случаев управление происходит таким образом, что к сочлененному с IM преобразователю FW, который непосредственно или при больших мощностях через возбуждающую машину возбуждает НМ, от сдвоенных поворотных трансформаторов подводятся два сдвинутых друг относительно друга на четверть периода напряжения. Поворотные трансформаторы перемещаются и управ-

ляются маленькими вспомогательными машинами. Регулирующие устройства подобны таковым у турбин: постоянная мощность соответствует постоянному открытию турбины, а регулирование в зависимости от частоты соответствует определенному статизму регулятора скорости вращения турбоагрегата. Рассмотрение механического регулятора лежит вне пределов этой книги. Мы ограничимся здесь схемами, как они в последнее время выполняются крупными электротехническими заводами. При этом НМ является машиной со статорным питанием и чаще всего сочленяется с ИМ.

**а. Преобразовательное устройство Мюлеберг.** Одним из первых устройств такого рода является преобразовательное устройство на Бернской станции Мюлеберг ВВС [Л. 409 и 410], которое мы сначала и рассмотрим. Включение машин представлено на фиг. 413. Здесь S есть однофазная синхронная машина, включенная к тяговой сети с номинальной частотой  $16\frac{2}{3}$  гц. С ней сочленены ИМ (J), включенная на промышленную сеть с номинальной частотой 50 гц, НМ (H) и FW (F). НМ возбуждается от возбуждающей машины  $E_1$ , приводимой во вращение отдельно, которая сама возбуждается опять же от сочлененной с ней вспомогательной возбуждающей машины  $E_2$ . Токи обеих обмоток возбуждения  $e_1$  и  $e_2$  вспомогательной машины  $E_2$  создают через возбуждающие машины  $E_2$  и  $E_1$  и НМ — составляющие  $\dot{E}_{H_1}$  и  $\dot{E}_{H_2}$  э. д. с. НМ. Для получения составляющей  $\dot{E}_{H_1}$ , которая должна компенсировать напряжения ИМ, пропорциональные скольжению, обмотка возбуждения  $e_1$  питается от контактных колец ИМ. Для получения составляющей  $\dot{E}_{H_2}$ , посредством которой регулируется мощность ИМ, служит обмотка возбуждения  $e_2$ , питаемая от FW (F). Для регулирования здесь применяется только один единственный двоянный поворотный трансформатор, который управляется по тем же принципам в отношении регулирования и надежности, как и современный турбоагрегат.

Регулятор нулевой мощности, который работает на нулевую мощность, сначала устанавливает двоянный поворотный трансформатор таким образом, что сети оказываются полностью несвязанными. Затем производится перестановка двоянного поворотного трансформатора в зависимости от устанавливаемой мощности и наконец с помощью маятникового регулятора могут быть получены все нагрузочные характеристики, как они обуславливаются современным регулированием турбин. На отдельных исполнениях регулятора [Л. 408] мы не можем здесь подробнее останавливаться. Для того чтобы показать, что, кроме НМ, остальные вспомогательные машины должны быть рассчитаны лишь на весьма малую мощность, на фиг. 413 надписаны длительные мощности отдельных машин, какими они были выбраны для установки Мюлеберг. При этом полная нагрузка возможна для изменения частоты в пределах 1,5 до 8% от номинальной частоты. НМ и возбуждающие машины выполнены как машины Шербиуса.

б. Другие, более новые схемы. Одна из схем, выполненных SSW, представлена на фиг. 414, причем для наглядности опущены изолирующие трансформаторы, которые при высоких напряжениях в сети должны отделять ее от регулирующих устройств [Л. 411 и 412]. Схема основывается на принципе, высказанном в разд. Д 6. Первичные обмотки обоих поворотных трансформаторов  $DT_1$  и  $DT_2$  включаются последовательно с большим дросселем  $D$ , так что ток в этой цепи практически не зависит от положения поворотных трансформаторов и реактивного сопротивления обмотки возбуждения НМ. Одним из двух поворотных трансформаторов, которые работают здесь как трансформаторы тока, может произвольно устанавливаться активная составляющая, а другим — реактивная составляющая вторичного тока. Эти составляющие в параллельном соединении подводятся к контактным кольцам FW. Кроме того, FW может получать еще также составляющую тока, пропорциональную первичному току IM, с помощью трансформатора  $t$ , чтобы



Фиг. 414. Связывающее преобразовательное устройство SSW

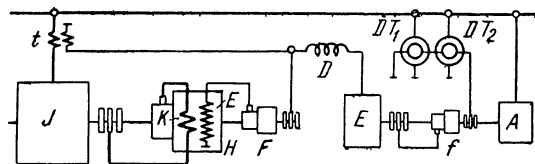
придать регулировочному агрегату компаундные свойства.

Конденсатор  $K$  компенсирует собственную реактивную мощность FW и сдвоенных поворотных трансформаторов с дросселем. В регулировочном агрегате фиг. 414 отсутствует необходимый еще на фиг. 413 агрегат вспомогательных возбуждающих машин  $E_1—E_2—A$ , который,

правда, должен быть рассчитан лишь на небольшую мощность. Зато требуется дроссель  $D$ , реактивная мощность которого должна быть во много раз больше мощности возбуждающей машины  $E_1$  на фиг. 413.

На фиг. 415 представлена схема преобразователя для связи сетей AEG [Л. 413]. Обмотка возбуждения  $E$  машины НМ, сочлененной с IM, здесь питается от также сочлененного с IM преобразователя FW (F). Последний получает, если мы сперва не будем обращать внимания на последовательный трансформатор  $t$ , ток, подводимый к его контактным кольцам от возбуждающей машины  $E$ , которая приводится во вращение асинхронным двигателем  $A$ . Возбуждающей машиной является асинхронная машина, контактные кольца которой питаются от сочлененного с нею маленького FW(f), включенного своими контактными кольцами через два сдвоенных поворотных трансформатора  $DT_1$  и  $DT_2$  на сеть IM. На зажимах EM тогда опять получается напряжение частоты сети (независимо от скольжения приводного двигателя  $A$ ), которым питаются контактные кольца FW (F). Дроссель  $D$ , включенный между возбуждающей машиной EM и FW, как и в схеме на фиг. 414, имеет задачей уменьшить вредное влияние изменяющегося со скольжением IM реактивного сопротивления обмотки возбуждения  $E$  машины НМ. Он принимает на себя от 60 до 80% напряжения, подводимого от EM.

Напряжения обоих вдвоенных поворотных трансформаторов (здесь трансформаторов напряжения) сдвинуты друг относительно друга по фазе на четверть периода, так что с помощью автоматического регулятора одним из них может регулироваться активная мощность, а другим реактивная мощность. Включенная еще на контактные кольца FW(F) обмотка последовательного трансформатора  $t$  служит (как и на фиг. 414) для компаундирования. Она может включаться параллельно цепи ЕМ, поскольку благодаря дросселю сопротивление в этой цепи велико. В схеме АЕГ машина НМ выполняет не как машина Шербиуса, а с шестью полюсными выступами по фиг. 362.

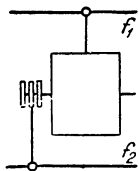


Фиг. 415. Связывающее преобразовательное устройство АЕГ.

Вместо возбуждательного агрегата с двумя вдвоенными поворотными трансформаторами на фиг. 415 может также применяться, как мы показали уже на фиг. 392, возбуждательный агрегат с синхронными машинами, причем активная и реактивная мощности регулируются посредством автоматического регулятора, который устанавливает сопротивление в цепях возбуждения постоянного тока.

#### 4. Связь сетей с помощью асинхронных машин, которые ведут себя как синхронные машины

**а. Асинхронная машина двойного питания.** Если включить обмотку статора асинхронной машины с вращающимся полем на многофазную сеть с частотой  $f_1$ , а обмотку ротора на сеть с частотой  $f_2$  (фиг. 416), то ротор приобретает такую скорость вращения, чтобы оба вращающихся поля, возбужденные статором и ротором, вращались в пространстве с одинаковой скоростью. Если оба вращающихся поля относительно своих обмоток вращаются в одинаковом направлении, то скорость вращения ротора будет:



Фиг. 416. ИМ двойного питания.

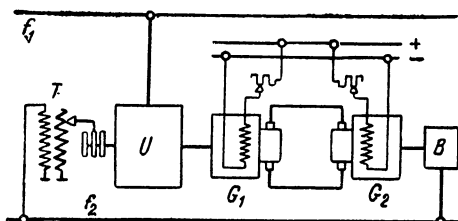
$$n = n_1 \frac{f_1 - f_2}{f_1} \quad \text{при} \quad n_1 = \frac{f_1}{p}, \quad (631a \text{ и } b)$$

где  $n_1$  есть скорость вращения поля в статоре. Мы получаем асинхронную машину двойного питания, которая согласно разд. Л6, т. IV, ведет себя, как синхронная машина: ИМ с НМ, как мы применяли ее в предыдущих разделах, также является асинхронной машиной двойного питания. Но в этих схемах она ведет себя как ИМ, поскольку к

ротору всегда подводится напряжение частоты скольжения, так что в ур. (631a) всегда  $f_2 = sf_1$  и  $n = (1 - s)n_1$ .

Если мы положим частоты  $f_1$  и  $f_2$  постоянными, то ротор сохраняет скорость вращения, получаемую по ур. (631a), и в том случае, когда на его валу возникает вращающий момент. Если последний направлен таким образом, что действует в направлении вращающегося поля, возбужденного ротором, то оно сдвигается относительно вращающегося поля статора; следовательно, по разд. II 5а и II F 2а, т. II, мощность передается в сеть, к которой присоединена обмотка статора. Если вращающий момент действует в обратном направлении, то мощность забирается из сети, к которой включена обмотка статора. Это свойство асинхронной машины двойного питания используется для связи многофазных сетей.

**б. Асинхронный преобразователь.** С асинхронной машиной двойного питания, асинхронным преобразователем (IU) U на фиг. 417 сочленяется машина постоянного тока  $G_1$ , которая включается на преобразователь Леонарда (разд. III D



Фиг. 417. Связь сетей с помощью асинхронного преобразователя.

1с, т. I), состоящий из машины постоянного тока  $G_2$  и нагрузочной машины В. Поток мощности из одной сети в другую может устанавливаться посредством возбуждения машин постоянного тока. Если машины постоянного тока возбуждаются таким образом, что машина  $G_1$  сообщает валу IU вращение в направлении вращающегося поля, то мощность

от сети  $f_2$  течет, с одной стороны, через контактные кольца IU и, с другой стороны, через преобразователь Леонарда к сети  $f_1$ . Если машины постоянного тока возбуждаются таким образом, что вал IU поворачивается против вращающегося поля, то мощность протекает в обратном направлении. Активной мощностью можно управлять посредством реле мощности, которое воздействует на возбуждение машины  $G_2$ . Регулирование реактивной мощности можно достичь, как и у синхронной машины (разд. II F 2а и IIIC4, т. II), путем изменения напряжения одной из сетей, например посредством ступенчатого или сдвоенного поворотного трансформатора ( $T$ ), с помощью регулятора  $\cos \phi$ . Регулирование напряжения целесообразно производить в цепи ротора IU, так как эта цепь, как правило, должна быть рассчитана на более низкое напряжение.

Мощности обмоток статора и ротора IU получаются как

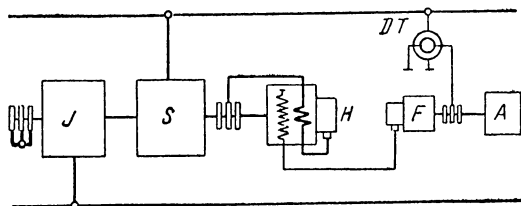
$$N_1 = 2\pi n_1 M = \frac{\omega_1}{p} M \quad \text{и} \quad N_2 = 2\pi n_2 M = \frac{\omega_2}{p} M = \frac{f_2}{f_1} N_1, \quad (632a \text{ и } b)$$

а мощности машин постоянного тока и нагрузочной машины (при пренебрежении их потерями) как

$$N_B = \frac{f_1 - f_2}{f_1} N_1. \quad (632c)$$

Если частоты обеих сетей лишь незначительно отличаются друг от друга, то согласно ур. (631a) скорость вращения машины постоянного тока  $G_1$  очень мала, так что требуется механическая передача между IU и  $G_1$  для того, чтобы  $G_1$  могла быть выбрана возможно меньшей. Скорость вращения преобразователя Леонарда может выбираться любой.

Связь сетей с помощью асинхронного преобразователя была выполнена для трехфазных сетей с частотами  $f_1 = 50$  гц и  $f_2 = 42$  гц [Л. 415]. При значительно большем отличии частот соотношения становятся менее благоприятными. Так, например, при отношении  $f_1/f_2 = 3$  по ур. (632c) мощности машин  $G_1$ ,  $G_2$  и В получаются  $2/3 N_1$ . Общая мощность четырех машин составляет, таким образом,  $3N_1$ , к чему нужно добавлять еще трансформатор между контактными кольцами IU и сетью, который выполняется в виде ступенчатого или поворотного трансформатора для регулирования реактивной мощности. У регулировочных агрегатов в разд. 3, напротив, общая мощность машин получается лишь немного больше (смотря по величине колебания частоты), чем  $2N_1$ . Если одна из сетей является однофазной, асинхронный преобразователь не имеет смысла.



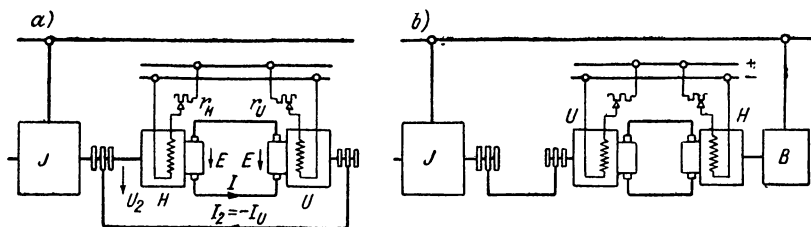
Фиг. 418. Связь сетей по А. Леонарду.

с. **Схема А. Леонарда.** Другая схема (фиг. 418) была предложена недавно А. Леонардом [Л. 416 и 417]. К одной из сетей включена IM (J), а к другой — асинхронная машина двойного питания (S), которая возбуждается через ее контактные кольца от сочлененной с нею НМ. Если обмотка возбуждения этой НМ питается с коллектора FW (F), контактные кольца которого включены на сеть и который приводится во вращение от регулируемой машины с произвольной скоростью, то эта машина ведет себя как синхронная машина, вращающаяся с переменной скоростью вращения, в зависимости от частоты напряжения, подводимого к ней через НМ посредством FW (F). Ротор машины S автоматически устанавливается таким образом, чтобы мог быть создан требуемый момент, который определяется IM, включенной к другой сети. Для регулирования реактивной мощности служит двоянный поворотный трансформатор DT. Для автоматического регулирования частоты и мощности Леонард применяет две сочлененные друг с другом шунтовые машины с роторным питанием, одна из которых питается от одной, а другая от другой сети.

# Р. РЕГУЛИРОВОЧНЫЕ АГРЕГАТЫ С ИМ И НМ ПОСТОЯННОГО ТОКА

## 1. Схема Кремера

а. **Схема и применение.** Наиболее старой системой с НМ является схема Кремера, в которой НМ представляет собою машину постоянного тока, сочлененную с ИМ, в схеме по фиг. 419 а. Контактные кольца ИМ связаны с контактными кольцами некоторого свободно вращающегося (без привода) «промежуточного преобразователя»  $U$ , который со стороны постоянного тока включен на цепь якоря НМ ( $H$ ). Скорость вращения преобразователя определяется частотой скольжения  $sf$  машины ИМ. Таким образом, преобразователь (в дальнейшем кратко обозначается  $U$ ) при малых



Фиг. 419. Регулировочные агрегаты с НМ постоянного тока: а) сочленение НМ с ИМ; б) отдельный привод НМ.

значениях скольжений вращается очень медленно. Напряжение на стороне постоянного тока  $U$  определяется напряжением на контактных кольцах и числом контактных колец. Скорость вращения холостого хода ИМ может устанавливаться с помощью сопротивления  $r_H$  в цепи возбуждения НМ, а отдача реактивной мощности в сеть, к которой присоединена первичная обмотка ИМ, посредством сопротивления  $r_U$  в цепи возбуждения  $U$ . НМ может устанавливаться также отдельно от регулируемой ИМ и сочленяться со специальной нагрузочной машиной  $B$  на фиг. 419, б, которая возвращает в сеть мощность скольжения, переданную с ИМ на  $U$ . Основное различие обеих схем было уже рассмотрено нами в разд. D1. В то время как в схеме по фиг. 419, а полная мощность, подведенная из сети (при пренебрежении потерями), выдается на вал ИМ независимо от скорости вращения, в случае схемы по фиг. 419, б мощность на валу ИМ пропорциональна произведению подведенной к ней из сети мощности на скорость вращения ИМ.

Как правило, НМ сочленяется с ИМ непосредственно или (при малой скорости вращения ИМ) через ременную передачу. В последнем случае НМ снабжается еще центробежным выключателем, который при сбрасывании ремня разрывает цепь тока якоря НМ, чтобы защитить НМ от чрезмерного повышения скорости вращения.

Сочленение НМ с ИМ при постоянной подводимой из сети мощности дает возрастание момента с уменьшением скорости вращения, как это желательно для привода прокатных станков, для которых часто применяются регулировочные агрегаты с НМ постоянного тока. Схемы на фиг. 419, *a* и *b* могут также применяться для связи сетей переменного тока. Тогда с ИМ механически сочленяется синхронная машина, приключенная к другой сети, с которой первая должна связываться эластично. Схема на стороне ИМ оказывается тогда такой же, как на фиг. 419, *a* или *b*; характер регулирования уже рассмотрен нами в разд. Е.

Регулировочный агрегат обычно выполняется только для нижесинхронного режима работы ИМ. Вблизи синхронной скорости вращения преобразователь имеет склонность к качаниям и легко выпадает из синхронизма (см. разд. е). Этого следует опасаться для полной нагрузки на  $U$  примерно при 2,5 гц, т. е. при скольжении  $s = 0,05$ , если частота сети равна 50 гц. Хотя возможно регулирование и в вышесинхронной области, но вблизи синхронной скорости вращения выпадает область регулирования между  $s \approx 0,05$  и  $s \approx -0,05$ . Хотя регулирование в ниже и вышесинхронной области позволяет иметь меньшую НМ, однако ИМ тогда должна выбираться с меньшей синхронной скоростью вращения, так что общая стоимость уменьшается незначительно. Поэтому ограничиваются областью непрерывного регулирования при нижесинхронной скорости вращения.

Регулировочный агрегат с НМ постоянного тока часто предпочитают рассмотренным в разд. Д и Е агрегатам с трехфазными НМ особой конструкции, поскольку он составляется из машин, вообще говоря, обычного типа. В дальнейших исследованиях мы ограничимся более существенной схемой, при которой НМ сочленяется с ИМ (фиг. 419, *a*).

**б. Уравнения напряжений.** На фиг. 420, *c* сильнее выделенными линиями представлена векторная диаграмма для вторичной цепи ИМ. С учетом стрелок на фиг. 419, *a* будет:

$$\dot{U}_2 + (R_2 + jsX_{2\sigma}) I_2 = s\dot{E}_{20}. \quad (633a)$$

Для преобразователя мы получаем со стороны переменного тока при пренебрежении очень маленькими активными падениями напряжения диаграмму напряжений, представленную более тонкими линиями, причем в основу положена диаграмма на фиг. 469, *b*, т. II. Для э. д. с.  $\dot{E}$ , индуктированной в  $U$  на стороне переменного тока, которая при пренебрежении исчезающе малыми поперечными полями равна продольной э. д. с.  $U$ , справедливо (см. разд. III B1, т. II):

$$\dot{E} = \dot{U}_2 + jsX_{\sigma U} I_U = \dot{U}_2 - jsX_{\sigma U} I_2. \quad (633b)$$



Совпадающая по фазе с  $j\dot{E}$  реактивная составляющая  $-I_{U\dot{b}}$  от  $I_2$  может устанавливаться путем перевозбуждения  $U$ .

Для э. д. с. на стороне постоянного тока  $U$  мы напишем:

$$\bar{E} = \ddot{u}\dot{E}. \quad (633c)$$

Коэффициент трансформации  $\ddot{u}$  зависит только от числа контактных колец  $U$ . В разд. IIIA2a, т. II, мы обозначали через  $\ddot{u}$  отношение между  $\dot{E}$  и э. д. с. одной фазы замкнутой обмотки переменного тока  $U$ . Здесь мы представим себе обмотку преобразователя, включенную на стороне переменного тока многоугольником, замененной обмоткой, соединенной звездой, к которой нужно привести  $\ddot{u}$ . Тогда только при 6-контактных кольцах  $\ddot{u} = \dot{u}_E$ , при 3-контактных кольцах  $\ddot{u} = \sqrt{3} \dot{u}_E$ . Так, например, при 3-контактных кольцах по табл. 29, т. II,  $\dot{u}_E \approx 1,63$ , следовательно  $\ddot{u} \approx 2,83$ .

Э. д. с.  $\bar{E}$  противодействует э. д. с. вращения  $E$ , индуктированной в НМ, так что ток в НМ

$$I = \frac{\bar{E} - E}{R_G}, \quad (634a)$$

где  $R_G$  обозначает сопротивление цепи постоянного тока. Справа около диаграммы переменного тока на фиг. 420, с штриховыми линиями представлены э. д. с. и ток НМ (для облегчения сравнения с  $\dot{E} = \ddot{E}/\ddot{u}$  указано не  $\dot{E}$ , а  $\dot{E}/\ddot{u}$  и для экономии места —  $I$  вместо  $\dot{I}$ ). Так как на фиг. 420, с  $E < \bar{E}$ , то по ур. (634a)  $I$  отрицателен, т. е. ток  $I$  протекает против принятого на фиг. 419, а за положительное направления. Для  $E$  мы напишем:

$$E = (1 - s) E_0, \quad (634 b)$$

где  $E_0$  обозначает э. д. с., которая индуктировалась бы в НМ при синхронной скорости вращения ИМ.

Постоянному току  $I$  на стороне переменного тока  $U$  соответствует активный ток  $I_{Uw}$ . С учетом коэффициента трансформации токов  $\dot{u}_{IS}$  между  $I$  и  $I_{Uw}$  (разд. IIIA 2b, т. II) будет:

$$I = \dot{u}_{IS} I_{Uw}. \quad (634c)$$

$I_{Uw}$  есть составляющая тока преобразователя  $\dot{I}_U = -I_2$  в фазе с  $\dot{E}$  (если последняя находится в противофазе с  $\dot{E}$ , то  $I$  и  $I_{Uw}$  отрицательны). При 3-контактных кольцах, например,  $\dot{u}_{IS} \approx 1,06$  (табл. 29, т. II). Таким образом, согласно ур. (633c), с учетом ур. (634a до с),

$$\dot{E} = \frac{(1 - s) E_0 - \dot{u}_{IS} R_G I_{Uw}}{\ddot{u}}. \quad (634)$$

**с. Холостой ход.** Рассмотрим сначала холостой ход ИМ. На фиг. 420, а для этого построена принципиальная диаграмма токов и напряжений согласно ур. (633a и б) и (634a до с). Слева сплош-

ными линиями представлена диаграмма для вторичной цепи ИМ и диаграмма для  $U$ , справа штриховыми линиями — э. д. с. и ток ИМ постоянного тока. Между скольжением холостого хода  $s_0$  и намагничивающим током  $I_{20}$  во вторичной цепи ИМ (потерями в железе пренебрегается) существует следующее вещественное уравнение:

$$\tilde{E}^2 = s_0^2 (E_{20} + X_\sigma I_{20})^2 + (R_2 I_{20})^2 \text{ при } X_\sigma = X_{2\sigma} + X_{\sigma U}. \quad (635a \text{ и } b)$$

По  $\tilde{E}$  мы можем рассчитать из ур. (634) э. д. с.  $E = (1 - s_0) E_0$  машины ИМ, которая должна устанавливаться посредством регулировочного сопротивления  $r_H$  на фиг. 419, *a*, чтобы получить требуемую величину  $s_0$ . Намагничивающий ток  $I_{20}$  может устанавливаться посредством возбуждения  $U$ . Так как при холостом ходе  $\bar{E}$  и  $E$  лишь незначительно отличаются друг от друга, расчет  $I$  по ур. (634a) и  $I_{Uw}$  по ур. (634c) неточен. По фиг. 420, *a*  $I_{Uw} : I_{20}$  относятся как  $R_2 I_{20} : \tilde{E}$ . Таким образом, при холостом ходе мы получаем:

$$I_{Uw} = \frac{R_2 I_{20}^2}{\tilde{E}}. \quad (634d)$$

При холостом ходе  $E > \bar{E} = \dot{U} \tilde{E}$ ; следовательно, постоянный ток  $I$  протекает в направлении, указанном на фиг. 419, *a*, т. е. ИМ работает генератором, а  $U$  со стороны постоянного тока двигателем и со стороны переменного тока генератором. Таким образом, со стороны переменного тока от  $U$  ко вторичной обмотке ИМ подводится мощность  $m_2 \tilde{E} I_{Uw} = m_2 R_2 I_{20}^2$  [ур. (634d)];  $U$  покрывает потери в меди во вторичной обмотке ИМ.

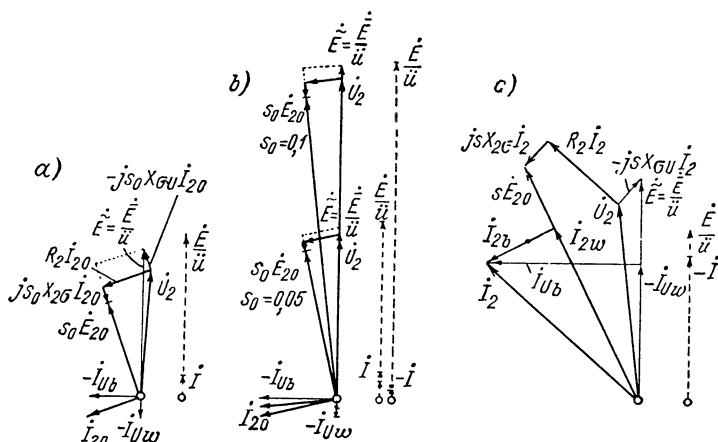
Для того чтобы установить меньшую скорость вращения холостого хода ИМ, т. е. большее скольжение холостого хода, ток возбуждения ИМ должен увеличиваться. Тогда возрастает мощность, подводимая к  $U$  со стороны постоянного тока и вследствие этого скорость вращения  $U$ . Большей скорости вращения  $U$  соответствует большая частота скольжения  $sf$  машины ИМ, следовательно меньшая скорость вращения. Устанавливается состояние равновесия, которое определяется возбуждением ИМ.

Для практически имеющих значение скольжений ( $s_0 \geq 0,05$ ) мы можем пренебречь в ур. (635a)  $(R_2 I_{20})^2$  по сравнению с  $s_0^2 (E_{20} + X_\sigma I_{20})^2$  и точно так же в ур. (634)  $\dot{U} R_2 I_{20}^2$  по сравнению с  $(1 - s) E_0$ , так как при холостом ходе  $I_{Uw}$  весьма мало (см. фиг. 420, *b*). Тогда мы получим с достаточной для практики точностью:

$$s_0 \approx \frac{E_0}{E_0 + \dot{U} (E_{20} + X_\sigma I_{20})}. \quad (636)$$

При постоянном реактивном токе  $I_{20}$  второй член в знаменателе не меняется, и мы видим, что скорость вращения холостого хода может регулироваться изменением  $E_0$  (установкой  $r_H$  на фиг. 419, *a*).

Чтобы оценить соотношение величин в практическом случае, в основу положим ИМ на 300 *квт* номинальной мощности при номинальной частоте 50 *гц* с  $E_{20} = 500$  *в*, номинальным током ротора  $I_{2N} = 200$  *а*,  $X_{2\sigma} = 0,312$  *ом*,  $R_2 = 0,075$  *ом* (при короткозамкнутых контактных кольцах  $s_N = 0,03$ ). Реактивное сопротивление рассеяния  $U$  мы примем как  $X_{\sigma U} = X_{2\sigma} = 0,312$  *ом* и активное сопротивление как  $R_U = R_2 = 0,075$  *ом*, причем эти значения действительны для упомянутого соединения звездой. Тогда сопротивление цепи якоря на стороне постоянного тока  $U$  при чистом режиме постоянного тока составляет



Фиг. 420. Векторные диаграммы к фиг. 419, а: а) принципиальная диаграмма при холостом ходе; б) для числового примера; в) при нагрузке ( $s_0 = 0,05$ ,  $s = 0,087$ ).

$9R_U/4 = 0,169$  *ом* [ур. (624b), т. II, при  $R_U = \tilde{R}_e/3$ ]. Это сопротивление мы положим равным сопротивлению  $R_G$  во всей якорной цепи постоянного тока, так как в режиме преобразователя сопротивление постоянному току  $U$  почти исчезает; следовательно,  $R_G = 0,169$  *ом*. Если мы примем, например, три контактных кольца, то будет  $\ddot{u} = 2,83$  и  $\ddot{u}_{IS} = 1,06$ .

На фиг. 420, б для этого представлены диаграммы токов и напряжений ИМ и  $U$  для значений скольжений холостого хода  $s_0 = 0,05$  и  $s_0 = 0,1$  при токе холостого хода  $I_{20} = 80$  *а*. Значения ненадписанных падений напряжения, вытекают из фиг. 420, а; напряжение на контактных кольцах  $\ddot{U}_2$  почти совпадает по фазе с э. д. с.  $\ddot{E}$ . Для  $s_0 = 0,05$  по ур. (635а)  $\ddot{E} = \bar{E}/\ddot{u} = 28,15$  *в* по ур. (634)  $E/\ddot{u} = (1 - s) E_0/\ddot{u} = 29,2$  *в*, по ур. (634d)  $I_{Uw} = 17,05$  *а* и для  $s_0 = 0,1$   $\ddot{E} = 55,4$ ,  $E/\ddot{u} = 62,2$  *в*,  $I_{Uw} = 8,68$  *а*. По значениям  $E_0$  и  $I_{20} = 80$  *а* мы получаем по приближенному уравнению (636)  $s_0 \approx 0,053$  и  $s_0 = 0,1015$ . С возрастанием скольжения ошибка становится меньше. В скорости вращения  $n_0 = (1 - s_0) n_1$  для  $s_0 < 0,5$  она делается еще менее заметной, чем в скольжении.

**д. Нагрузка.** Если ИМ нагружается как двигатель, то ее скорость вращения падает, частота на ее контактных кольцах увеличивается, и в связи с этим увеличивается скорость вращения  $U$ . Если возбуждение ИМ, установленное для скорости вращения ИМ холостого хода ИМ, не изменяется, со скоростью вращения ИМ падает также э. д. с.  $E = (1 - s) E_0$ . Уже при малой нагрузке становится  $E < \bar{E}$ ,

так что постоянный ток  $I$  меняет свое направление на фиг. 419, *a* и затем с возрастанием нагрузки растет;  $U$  потребляет мощность со вторичной цепи ИМ, которую он передает на НМ, работающую как двигатель и отдающую свою мощность на вал ИМ.

На фиг. 420, *c* изображены векторные диаграммы при нагрузке с  $I_{2w} = 200$  *a*, соответствующие диаграммам на фиг. 420, *b* при холостом ходе с  $s_0 = 0,05$ . При этом принято, что реактивный ток поддерживается постоянной величины  $I_{2b} = I_{20} = 80$  *a*. Скольжение при этом устанавливается  $s = 0,0874$ .

Если мы разложим падения напряжения на составляющие в фазе или противофазе к  $\dot{E}_{20}$  и к  $j\dot{E}_{20}$ , то по фиг. 420, *c* получим вещественное уравнение

$$\tilde{E}^2 = [s(E_{20} + X_{\sigma}I_{2b}) - R_2I_{2w}]^2 + (sX_{\sigma}I_{2w} + R_2I_{2b})^2. \quad (637)$$

Если бы мы заменили в нем  $\tilde{E}$  по ур. (634), то получили бы для  $s$  уравнение 4-й степени. Поэтому мы удовлетворимся для  $s$  приближенным решением.

Для принятого отрицательным активного тока  $U$  по фиг. 420, *c* с учетом сокращения по ур. (635b) мы получаем:

$$\begin{aligned} -I_{Uw} &= I_{2w} [\cos(\dot{E}_{20}, \dot{\tilde{E}})] - I_{2b} [\sin(\dot{E}_{20}, \dot{\tilde{E}})] = \\ &= I_{2w} \frac{sE_{20} + sX_{\sigma}I_{2b} - R_2I_{2w}}{\tilde{E}} - I_{2b} \frac{sX_{\sigma}I_{2w} + R_2I_{2b}}{\tilde{E}}. \end{aligned} \quad (638)$$

Если мы введем этот ток в ур. (634), то будет:

$$\tilde{E} = \frac{(1-s)E_0}{\ddot{u}} + \frac{\ddot{u}_{IS}}{\ddot{u}} R_G \frac{sE_{20}I_{2w} - R_2(I_{2w}^2 + I_{2b}^2)}{\tilde{E}}. \quad (638a)$$

Второй член по сравнению с первым сравнительно невелик (примерно  $< 0,2$  первого), так что для него мы можем ввести некоторое приближение. Положим

$$\frac{sE_{20}I_{2w} - R_2(I_{2w}^2 + I_{2b}^2)}{\tilde{E}} \approx \frac{sE_{20} - R_2I_{2w}}{\tilde{E}} I_{2w} \approx I_{2w} \quad (638b)$$

(см. фиг. 420, *c*). При этом ур. (638a) преобразуется в

$$\tilde{E} \approx \frac{E_0 + \ddot{u}_{IS}R_G I_{2w} - sE_0}{\ddot{u}}. \quad (639)$$

Если мы подставим это приближенное значение в ур. (637), то получим для  $s$  квадратное уравнение. Решение дает:

$$s \approx A + \sqrt{A^2 + B} \quad (640)$$

с сокращениями

$$A = \frac{\ddot{u}^2 E_{20} R_2 I_{2w} - E_0 (E_0 + \ddot{u}_{IS} R_G I_{2w})}{\ddot{u}^2 [(E_{20} + X_{\sigma} I_{2b})^2 + (X_{\sigma} I_{2w})^2] - E_0^2}; \quad (640a)$$

$$B = \frac{(E_0 + \ddot{u}_{IS} R_G I_{2w})^2 - \ddot{u}^2 R_2^2 (I_{2w}^2 + I_{2b}^2)}{\ddot{u}^2 [(E_{20} + X_{\sigma} I_{2b})^2 + (X_{\sigma} I_{2w})^2] - E_0^2}. \quad (640b)$$

По ур. (640) при заданных составляющих тока  $I_{2w}$  и  $I_{2b}$  и установленному для холостого хода значению  $E_0$  мы можем рассчитать приближенно скольжение. Приближение оказывается тем лучше, чем больше скольжение холостого хода  $s_0$ . Для нагрузки с  $I_{2w} = 200$  а и реактивным током  $I_{2b} = 80$  а ( $= I_{20}$  при холостом ходе) при скольжении холостого хода  $s_0 = 0,05$  ( $E_0 = 30,8$  в) по ур. (640) получается  $s \approx 0,093$ ,  $n \approx 0,907 n_1$ , тогда как более точные значения составляют  $s = 0,0874$ ,  $n = 0,913 n_1$ .

Путем сравнения фиг. 420, с с фиг. 420, б для  $s_0 = 0,05$  мы видим процесс, который совершается при нагрузке ИМ. Особенно следует обратить внимание на изменение э. д. с.  $\bar{E}$  и  $E$  на стороне постоянного тока, которое имеет следствием сперва изменение направления постоянного тока  $I$  и затем его рост с нагрузкой.

**е. Компаундирование.** Во многих случаях, особенно для покрытия внезапных толчков нагрузки за счет энергии маховых масс, связанных с ротором ИМ, желательно компаундирование ИМ. Простейшим образом это может достигаться тем, что в ИМ располагается некоторая добавочная (на фиг. 419, а не изображена) последовательная обмотка, которая обтекается постоянным током  $I$ . Если направление этой обмотки выбирается таким образом, что при больших нагрузках полный ток последовательной обмотки поддерживает полный ток обмотки независимого возбуждения, то для установленной скорости вращения холостого хода  $E_0$  в уравнениях разд. б и д не остается постоянной, а возрастает с нагрузкой и вызывает дальнейшее падение скорости вращения ИМ. Хотя при том же скольжении ИМ и тех же активных и реактивных токах  $I_{2w}$  и  $I_{2b}$  векторная диаграмма для вторичной цепи ИМ остается той же самой, но тому же скольжению под нагрузкой соответствует другое скольжение холостого хода, нежели оно получается без последовательной обмотки ИМ.

Если мы примем, что ИМ при всех нагрузках работает еще в прямолинейной части своей магнитной характеристики и  $K$  обозначает коэффициент, который путем умножения на постоянный ток  $I$  дает э. д. с., индуцированную от последовательной обмотки в ИМ при синхронной скорости вращения, то в уравнения разд. б до d вместо  $E_0$  нужно подставлять:

$$E'_0 = E_0 - KI = E_0 - \dot{u}_{IS} KI_{Uw}. \quad (641)$$

При этом следует обратить внимание, что при холостом ходе  $I$  положителен, при очень малой нагрузке равен нулю и при больших нагрузках становится отрицательным. При том же скольжении холостого хода, по ур. (634), если заменить в нем  $E_0$  через  $E'_0$  по ур. (641),  $E_0$  с последовательной обмоткой будет больше, чем  $E_0$  без последовательной обмотки ИМ. В приближенное уравнение (636) для  $s_0$  может подставляться значение  $E_0$  без последовательной обмотки.

Посредством регулируемого сопротивления, включенного параллельно последовательной обмотке, может устанавливаться степень компаундирования.

**ф. Преобразователь.** Несмотря на то, что  $U$  должен преобразовывать в постоянный ток только мощность скольжения, его приве-

денная к синхронной скорости вращения при частоте сети мощность все же должна быть равна полной мощности  $IM$ , так как он должен преобразовывать мощность скольжения при соответственно меньшей скорости вращения. Эти малые скорости вращения  $U$  требуют также специальной независимой вентиляции. Число полюсов, следовательно, должно было бы быть по возможности малым. Обычно  $U$  выполняются четырехполюсными, при больших мощностях многополюсными (см. разд. III F 1b, т. II). При малых мощностях  $IM$ , примерно до 500 *квт*, он выполняется трехфазным, а для больших мощностей шестифазным, чтобы ограничить потери в меди, которые особенно возрастают при сильном перевозбуждении для улучшения коэффициента мощности  $IM$  (разд. IIIA3, т. II).

При меньших значениях скольжений и внезапных изменениях скорости вращения опасность состоит в том, что  $U$  выпадает из синхронизма, поскольку синхронизирующий момент [разд. II F 2d, ур. (327), т. II] становится тогда очень малым. Эта опасность может быть уменьшена путем выбора достаточно большого маховика на валу  $U$ , однако обычно это не применяется, а регулирование ограничивается известным наименьшим скольжением. Кроме того, при очень малых значениях скольжений  $U$  склонен к свободным колебаниям, поскольку согласно разд. IIN3, т. II, возникает отрицательное демпфирование, которое обратно пропорционально 3-ей степени скольжения и тем сильнее, чем более перевозбужден  $U$ . Поэтому  $U$  снабжается сильной демпферной клеткой (разд. IIN4, т. II), которая служит также для асинхронного пуска. Кроме того, при малых значениях скольжений устанавливается неполный реактивный ток, с тем, чтобы избежать опасности колебаний. Наименьшее допустимое еще при полной нагрузке скольжение лежит примерно около  $s = 0,05$ , если номинальная частота составляет 50 *гц*. При холостом ходе можно еще ближе подходить к синхронной скорости вращения  $IM$ .

При сильных колебаниях нагрузки и внезапных изменениях скорости вращения коммутирующий поток  $U$  не может следовать току нагрузки, поскольку короткозамкнутая обмотка действует демпфирующе. Добавочные полюсы оказываются тогда только вредными и  $U$  в таких случаях выполняется без добавочных полюсов [Л. 418].

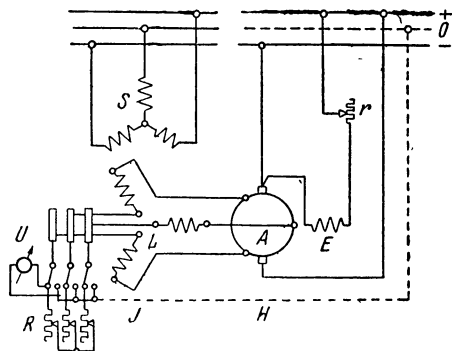
Если мы пренебрежем активным падением напряжения во вторичной обмотке  $IM$ , то напряжение на зажимах  $U_2$  на  $U$  будет пропорционально скольжению  $s$ , а поток в  $U$ , следовательно, не будет зависеть от скольжения  $IM$ . Под влиянием активного падения напряжения  $R_2 I_2$  в  $IM$  при малых скольжениях  $U_2$  падает относительно сильнее, чем при больших скольжениях (см. фиг. 420, с). Поэтому  $U$ , если его возбуждение постоянным током остается неизменным, при малых значениях скольжений оказывается сильнее перевозбужденным, чем при больших скольжениях (см. разд. IIIC4, т. II). Таким образом, реактивный ток с уменьшением скорости вращения (увеличением скольжения) становился бы меньше.

Чтобы воспрепятствовать этому,  $U$  содержит еще одну, не указанную на фиг. 419,  $a$  и  $b$  шунтовую обмотку возбуждения, которая включается на щетки его коллектора. С возрастанием скольжения благодаря этому возбуждение  $U$  усиливается, так что реактивный ток оказывается приблизительно не зависящим от скольжения.

Чтобы воспрепятствовать недопустимому повышению скорости вращения  $U$  при ошибочных включениях, он снабжается еще центробежным выключателем, который при слишком большой скорости вращения разрывает цепь тока.

## 2. Каскадный преобразователь

**а. Схема.** В каскадном преобразователе (КУ) НМ также является машиной постоянного тока, но работает частично также в качестве одноякорного преобразователя. Регулирование скорости вращения с помощью КУ невозможно, но, пожалуй, в известных пределах возможно регулирование напряжения на стороне постоянного тока и реактивного тока на стороне переменного тока,



Фиг. 421. Схема каскадного преобразователя.

для чего в дальнейшем и могут предназначаться КУ для регулировочных агрегатов, у которых передней машиной является ИМ.

Принципиальная (двух-полюсная) схема представлена на фиг. 421. Здесь  $S$  есть первичная статорная обмотка, включенная на сеть переменного тока, а  $L$  — роторная обмотка ИМ;  $A$  есть якорь постоянного тока НМ, который сидит на том же валу, что и ротор ИМ. Его обмотка имеет отводы по числу фаз обмотки ротора ИМ и соединена с нею последовательно.

Если КУ пускается со стороны переменного тока, обмотка ротора является разомкнутой; через контактные кольца она включается на пусковое сопротивление  $R$ ;  $E$  есть обмотка возбуждения НМ и  $r$  — сопротивление для регулирования напряжения постоянного тока. На стороне постоянного тока на фиг. 421 в качестве примера предположена сеть с нулевым проводом.

Для НМ преобразователя КУ при проектировании получаются лучшие условия, чем для одноякорного преобразователя, так как частота НМ оказывается меньше частоты сети (разд. IIIF 1с, т. II). Поэтому КУ при прочих равных условиях может строиться на более высокое напряжение постоянного тока, нежели одноякорный преобразователь. Опасность кругового огня значительно меньше.

Кроме того, трансформатор, который все же требуется при одноякорном преобразователе, здесь является излишним при напряжениях переменного тока вплоть до примерно 15 000 в [Л. 4, стр. 538 и далее].

**б. Скорость вращения и распределение мощности.** Частота токов ротора ИМ, которые подводятся к якору постоянного тока,  $f = sf$ , где  $s$  обозначает скольжение ИМ и  $f$  — частоту сети. Если мы обозначим далее через  $p_I$  число пар полюсов ИМ, через  $p_G$  — число пар полюсов машины постоянного тока и через  $n_1$  — скорость вращения поля в статоре ИМ, то для скорости вращения КУ, с учетом ИМ и НМ, должны быть справедливы уравнения:

$$n = (1 - s) n_1 = (1 - s) f / p_I \quad \text{и} \quad n = f_2 / p_G = sf / p_G. \quad (642a \text{ и } b)$$

Приравнявая оба выражения, мы получим скольжение ИМ и скорость вращения КУ как

$$s = p_G / p \quad \text{и} \quad n = n_1 p_I / p = f / p \quad \text{при} \quad p = p_I + p_G. \quad (643a \text{ до } c)$$

Таким образом, скорость вращения устанавливается так, как при идеальном холостом ходе ИМ с числом пар полюсов  $p = p_I + p_G$  и не зависит от нагрузки каскадного преобразователя.

Разность  $N_i$  мощности, потребляемой из сети переменного тока, и потерь в статоре передается на ротор ИМ и частично преобразуется в механическую, а частично в электрическую мощность:

$$N_{\text{mech}} = (1 - s) N_i = N_i p_I / p \quad \text{и} \quad N_U = N_i p_G / p. \quad (644a \text{ и } b)$$

Механическая мощность генераторным путем, а электрическая преобразовательным путем в НМ превращаются в мощность постоянного тока. Обе мощности постоянного тока за вычетом потерь отдаются в сеть постоянного тока. Составляющие этих мощностей относятся как  $p_I : p_G$ . Часто выбирается  $p_G = p_I$ ; тогда НМ работает наполовину генератором постоянного тока и наполовину одноякорным преобразователем.

**с. Коэффициенты трансформации, потери в меди и падения напряжений.** Число витков обмотки ротора ИМ должно соответствовать требуемому напряжению постоянного тока. Коэффициент трансформации э. д. с. НМ тот же, что и у одноякорного преобразователя (разд. IIIA2a, т. II). Коэффициент трансформации токов, который соответствует преобразуемой мощности  $N_U$ , получается также, как и у одноякорного преобразователя (разд. IIIA2b, т. II), но в якоре НМ течет еще постоянный ток, который соответствует мощности  $N_{\text{mech}}$ .

Если мы обозначим через  $\bar{I}_{iG}$  генераторный ток и через  $\bar{I}_{iU}$  преобразовательный ток общего постоянного тока  $\bar{I}_i$  в проводнике якоря, то по ур. (644a и b) будет:

$$\bar{I}_{iG} = \bar{I}_i p_I / p \quad \text{и} \quad \bar{I}_{iU} = \bar{I}_i p_G / p. \quad (645a \text{ и } b)$$



Переменный ток  $\tilde{I}_i$  в якоре постоянного тока получается по коэффициенту трансформации

$$\ddot{u}_{i1} = \dot{I}_{iU} / \tilde{I}_i, \quad (646a)$$

как и у одноякорного преобразователя [ур. (602), т. II]. При этом мы получаем у КУ коэффициент трансформации от постоянного тока к переменному току в одном проводнике:

$$\ddot{u}'_{i1} = \frac{\tilde{I}_i}{\tilde{I}_i} = \frac{\tilde{I}_{iG} + \tilde{I}_{iU}}{I_{iU}} \ddot{u}_{i1} = \frac{p}{p_G} \ddot{u}_{i1}. \quad (646b)$$

Этот коэффициент трансформации должен вводиться вместо  $\ddot{u}_{i1}$  в уравнения в разд. IIIA3, т. II, для расчета потерь в меди в обмотке якоря постоянного тока. Таким образом, в ур. (607) и (607a) выражение  $A$  нужно умножить еще на  $(p_G/p)^2$ , а  $B$  и третий член в ур. (608) на  $p_G/p$ . В табл. 31 (т. II) приведены  $A$  и  $B$  для различных чисел фаз и фазовых углов  $\psi$  между током и продольной э. д. с. НМ, так что с их помощью можно легко рассчитать потери в меди. Так, например, при  $p_G = p_I$  для  $m_2 = 3, 6, 12$  и  $\psi = 0$  средние отношения потерь в меди при каскадном режиме и чистом режиме постоянного тока (для одноякорного преобразователя они приведены в скобках) получаются  $v_m = 0,483 (0,63); 0,409 (0,27); 0,394 (0,21)$ , а при  $\psi = 15^\circ$   $v_m = 0,505 (0,65); 0,425 (0,333); 0,409 (0,27)$ . Эти числовые соотношения действительны для КУ также при однофазной статорной обмотке  $S$ . Бросается в глаза, что среднее отношение потерь в меди при  $m_2 = 3$  меньше, чем у одноякорного преобразователя. Причина заключается в том, что отношение потерь в меди для крайней секции вблизи отвода у одноякорного преобразователя при  $m_2 = 3$  особенно велико, а именно 1,21, тогда как у КУ оно составляет только 0,81. Для  $m_2 \geq 6$  среднее отношение потерь в меди больше, чем у одноякорного преобразователя.

Вторичное число фаз из тех же соображений, что и у одноякорного преобразователя (разд. 3b и B1, т. II), выбирается возможно большим, например  $m_2 = 12$ . У КУ тогда в НМ нужно принимать во внимание только падение напряжения в обмотке постоянного тока, которое соответствует составляющей постоянного тока  $\tilde{I}_{iG}$ . Кроме того, конечно, возникает еще падение напряжения в ИМ которое может быть рассчитано известным образом.

При расчете вращающего момента ИМ следует обратить внимание на то, что ток ротора, вообще говоря, не совпадает по фазе с индуктированной э.д.с. и определяющей для вращающего момента является только его активная составляющая. Необходимо учитывать также потери в железе ротора, так как скольжение весьма велико.

**d. Реакция якоря НМ.** Для реакции якоря, вызванной составляющей одноякорного преобразователя, действительно то же, что и для одноякорного преобразователя, т. е. она исчезающе мала (разд. B1, т. II). Другая составляющая проявляется, как у генератора постоянного тока (разд. IIIA, т. I), т. е. искажает поле под главными полюсами, хотя и не в такой мере, как при чистом генера-

торном режиме. Кроме того, генераторный ток создает поле якоря в коммутационной зоне, которое при применении добавочных полюсов может компенсироваться соответствующим увеличением полного тока добавочных полюсов. Тем самым ослабляются и колебания во времени, возникающие у одноякорного преобразователя. Коммутация в основном протекает, как обычно у машины постоянного тока и одноякорного преобразователя. Для уничтожения явления качаний КУ, как и одноякорный преобразователь, снабжается демпферной обмоткой.

**е. Пуск и регулирование.** КУ, как и одноякорный преобразователь, может пускаться со стороны постоянного тока и синхронизироваться. Тогда контактные кольца на фиг. 421 отпадают и обмотка ротора ИМ выполняется замкнутой. Но обычно КУ пускается со стороны переменного тока; тогда обмотка ротора через контактные кольца должна включаться на пусковые сопротивления (фиг. 421). Однако при более чем трех фазах на роторе на контактные кольца включаются только 3 фазы, тогда как остальные при пуске оказываются разомкнутыми и лишь после окончания пуска до скорости вращения  $n = f/p$  преобразователя КУ посредством замыкателя на валу КУ соединяются с другими в нулевую точку звезды [Л. 4, стр. 540]. При включении обмотки возбуждения НМ на зажимы якоря машина постоянного тока возбуждается с возрастанием скорости вращения и удерживает КУ на его скорости вращения  $n = f/p$ , тогда как иначе он стремился бы к скорости вращения  $n_1 = f/p_1$ , если бы сопротивления замыкались накоротко. Путем наблюдения за вольтметром  $U$  на фиг. 421, включенным на контактные кольца, можно избежать перехода скорости вращения при пуске через  $n = f/p$ .

Для регулирования напряжения на стороне постоянного тока имеет смысл только изменение возбуждения постоянного тока. Добавочные машины и поворотные трансформаторы так удорожали бы КУ, что следовало бы предпочесть двигатель-генератор. Регулирование получается, как и у одноякорного преобразователя, с помощью предвключенного дросселя (разд. IIIC2с и d, т. II), но у КУ обычно обходятся без него, поскольку оказываются достаточными реактивные сопротивления рассеяния ИМ.

**ф. Применение.** Область применения КУ очень ограничена. Если одноякорный преобразователь является еще практически выполнимым, а это имеет место в настоящее время вплоть до 50 м/сек окружной скорости коллектора, последний всегда оказывается дешевле, чем КУ, который состоит из двух машин. Если требуется очень широкое регулирование напряжения, то преимущество имеет только двигатель-генератор, у которого обе машины электрически независимы друг от друга. При повышенных напряжениях предпочитают также выпрямители, с которыми одноякорные преобразователи и тем более КУ не могут вступать в конкуренцию. Поэтому в настоящее время КУ выполняются еще очень редко.

---

## УКАЗАТЕЛЬ ЛИТЕРАТУРЫ

**Разд. I:** 1. Gerst meyer: Die Wechselstrommotoren. München u. Berlin: Oldenburg 1919. — 2. Sach s: Elektrische Vollbahnlokomotiven. Berlin: Springer 1928. — 3. Grünholz: Elektrische Vollbahnlokomotiven. AEG 1930. — **Разд. I, II и III:** 4. Arnold: Die asynchronen Wechselstrommaschinen, Bd. Vb. Berlin: Springer 1912. — 5. Schenkel: Die Kommutatormaschinen. Berlin — Leipzig: Walter de Gruyter & Co 1924. — 6. Liwschitz: Die elektrischen Maschinen, Bd. III. Leipzig: J. B. Teubner 1934. — 7. Michael: Theorie der Wechselstrommaschinen. Leipzig: J. B. Teubner 1937. — 8. Nürnberg: Die Prüfung der elektrischen Maschinen. Berlin: Springer 1939. — 9. E. v. Rziha u. J. Seiden er: Starkstromtechnik, 7. Aufl. 1930. — 9a. Richter: Kurzes Lehrbuch der elektrischen Maschinen. Berlin: Springer 1949. — **Разд. III:** 10. Dreyfus: Kommutatorkaskaden. Berlin: Springer 1931.

### I. ОДНОФАЗНЫЕ КОЛЛЕКТОРНЫЕ МАШИНЫ

#### А. Якорь с коллектором в переменном поле

**A1:** 11. Richter: Ankerwicklungen. Berlin: Springer. — **A2:** 12. Sequenz: E. u. M. Bd. 60. (1942) 445. — 13. SSW: DRP 155282. — 14. Patentberichte: E. u. M. Bd. 51 (1933) 380. — 15. Richter: ETZ Bd. 27 (1906) 133. — 16a. Müller, P.: El. B. Bd. 1 (1925) 19. — 16b. Müller, P.: Hütte Bd. 3 (1928) 895. — 17a. Eichberg: ETZ Bd. 30 (1909) 623. — 17b. Richter-Eichberg: ETZ Bd. 30 (1909) 664. — 18. Töfflinger: ETZ Bd. 58 (1937) 1001. — **A3:** 19. Emde: ETZ Bd. 62 (1941) 749. — 20. Richter: ETZ Bd. 65 (1944) 181. — **A4:** 21. Ossanna: El. B. Bd. 4 (1906) 229. — 22. Bela: El. B. Bd. 4 (1906) 361. — **A5 u. 6:** 23. Olsson-Granborg: A. d. El. I. Bd. 3 (1924) 290. — 24. Töfflinger: Der Einphasen-Bahnmotor. München u. Berlin: R. Oldenbourg 1930. — 25. Töfflinger: ETZ Bd. 51 (1930) 1285. — **A 7:** 26. Heinrich: Das Bürstenproblem im Elektromaschinenbau. München u. Berlin: R. Oldenbourg 1930. — 27. Schliephake: ETZ Bd. 55 (1934) 814. — 28. Schliephake: Schunk & Ebe Bl. (1942) H. 9. — 29. Hellmud: J. A. I. E. E. Bd. 39 (1920) 579. — 30. Berchtenbreiter u. Schweiger: El. B. Bd. 6 (1930) 348. — 31. Punga: Das Funken von Kommutatorm. Leipzig: Gebr. Jänecke 1905. — 32. Richter: E. u. M. Bd. 24 (1906) 108, 290. — 33. Tardel: A. f. E. Bd. 33 (1939) 627. — 34. Moskwitin: ETZ Bd. 57 (1936) 587. — **A 8:** 35. Oerlikon, M. F.: DRP 162781. — 36. Bull. S. E. V. Bd. 33 (1942) 159. — 37. Ehnhart: El. B. Bd. 3 (1905) 383. — 38a. Richter-SSW: DRP 200600. — 38b. Richter-SSW: frz. Patent 375219. — 39a. Richter: ETZ Bd. 27 (1906) 537, 781, 846. — 39b. Richter: ETZ Bd. 28 (1907) 21. — 40. Richter-SSW: DRP 194869. — 41. Clarenbach: E. u. M. Bd. 61 (1943) 611. — 42. Carmelola Green: Ref. E. u. M. Bd. 56 (1938) 62. — **A 9:** 43. Radt: A. d. El. I. Bd. 2, 249. — 44. Rüdtenberg: E. u. M. Bd. 25 (1907) 533. — 45. Ytterberg: Diss. Berlin 1914.

## **В. Однофазный последовательный двигатель**

**В:** 46. L a m m e: J. A. I. E. E. Bd. 39 (1920) 249. — 47. D ö r y: Einphasen-Bahnmotoren. Braunschweig: F. Vieweg & Sohn. — **В 4:** См. также I А 8. — **В 4a:** 48. R i c h t e r - S S W: DRP 186445. — **В 4b:** 49. R i c h t e r - O e r l i k o n - S S W: DRP 205964. — **В 4e:** 50. S t i e r: ETZ Bd. 58 (1937) 1133. — 51. K r a u s s: ETZ Bd. 45 (1924) 876. 52. B e a r c e: G. E. Rev. Bd. 39 (1936) 139. — **В 5a:** 53. R i c h t e r - M S W: DRP 234045. — 54. R i c h t e r: ETZ Bd. 33 (1910) 1289. — 55a. R i c h t e r: ETZ Bd. 34 (1911) 1192. — 55b. M S W: El. B. Erg. H. (1929) 80. — 56. R i c h t e r: ETZ Bd. 36 (1913) 867. — **В 5c:** 57. R i c h t e r: DRP 296039 u. 310584. — **В 5d:** 58. R i c h t e r: DRP. — **В 5e:** 59. K a s p e r o w s k i: El. B. Bd. 10 (1934) 198; Bd. 18 (1942) 32, 178, 235. — 60. K a s p e r o w s k i: El. B. Bd. 17 (1941) 45. — 61. S c h e n f e r u. S o s n o w s k a j a: ETZ Bd. 58 (1937) 1163. — 62. T a r d e l: A. f. E. Bd. 34 (1940) 531. — 63. V i e t i n g: A. f. E. Bd. 35 (1941) 317. — **В 6:** 64. T ö f f l i n g e r: Fachber. V. D. E. (1931) 8. — 65. K a s p e r o w s k i: El. B. Bd. 8 (1932) 120. — 66. A l l m ä n n a S v e n s k a: DRP 413823. — 67. T ö f f l i n g e r: ETZ Bd. 54 (1933) 329.

## **С. Последовательные двигатели двойного питания**

**С:** 68. R i c h t e r: ETZ Bd. 32 (1911) 1258. — 69. R i c h t e r — M S W: DRP 240750. — 70. R i c h t e r: ETZ Bd. 29 (1908) 809. — 71. V a l l a u r i: E. u. M. Bd. 33 (1915) 230. — 72. K l e i n o w: El. K. u. B. Bd. 13 (1915) 97. — 73. S e e f e h l n e r: El. K. u. Bd. 12 (1914) 777. — 74. R i c h t e r - M S W: DRP 246875.

## **Д. Репульсионные двигатели**

**Д:** 75. S c h e n k e l: ETZ Bd. 41 (1920) 26. — 76. S ä ä f, v.: El. K. u. B. (1911) 293. — 77. J u n g b l u t: Fachber. VDE 8 (1936) 67. — 78. W i d m a n n: BBC-Nachr. (1938) 109. — 79. G e r n e r u. W i d m a n n: E. u. M. Bd. 60 (1942) 285. — 80. L a t o u r: ETZ Bd. 33 (1912) 1231. — 81. R i c h t e r - M S W: DRP 249713. — **Д 2 u. 3:** 82. R i c h t e r - M S W: DRP 257865. — 83. R i c h t e r - S S W: DRP 204533. 84. R i c h t e r - M S W: DRP 267263. — 85. R i c h t e r - M S W: DRP 274334. — 86. R i c h t e r - M S W: DRP 272729. — 87. S t e r n: A. d. El. I. Bd. 2, 227. — 88. J o r d a n: A. f. E. Bd. 31 (1937) 417. — 89. H e r s c h d ö r f e r: A. f. E. Bd. 26 (1932) 503. — 90. S i e g e l: E. u. M. Bd. 39 (1921) 197. — **Д 5:** 91. S c h n e t z l e r: ETZ Bd. 26. (1905) 72. — 92. R i c h t e r - S S W: DRP 210548. — **Д 6:** 93. E i c h b e r g: ETZ Bd. 25 (1904) 75. — 94. L a t o u r: ETZ Bd. 24 (1903) 453. — **Д 7:** 95. T h o m ä l e n: El. K. u. B. Bd. 11 (1913) 453. — 96. W e s t: ETZ Bd. 45 (1924) 144. — 97. B e r g m a n n: ETZ Bd. 46 (1925) 351.

## **Е. Однофазные машины с шунтовыми свойствами**

**Е:** см. также I F и G. — 98a u. b. R i c h t e r - S S W: DRPe 205756, 205856. — 99a до d. R i c h t e r - S S W: DRPe 211121, 211535, 212593, 206752. — 100. R i c h t e r - M S W: DRP 263434. — **Е 1 c:** 101. H ä h n l e: ETZ Bd. 61 (1940) 845. — **Е 2:** 102. B r ü d e r l i n k: A. d. El. I. Bd. 4 (1925) 1. — 103. B o v e r i, Th.: BBC-M. Bd. 7 (1920) 271. — **Е 3:** 104. O s n o s - L a h m e y e r: DRP 186781. — **Е 4 a:** 105. P o l e c: W. V. Siemens Bd. 20 (1941) 13. — **Е 4 b:** 106. A r e t z: ETZ Bd. 58 (1937) 1160. — 107. S t e u e r n g e l: AEG-M. (1942) 11. — **Е 4d:** 108. B u c h h o l d: ETZ Bd. 59 (1938) 81. — **Е 5:** 109. H e r s c h d ö r f e r: Diss. Darmstadt 1933. — 110. S c h m i t z: Diss. Dresden 1916.

## **Ф. Явления самовозбуждения и генераторный режим**

**Ф:** см. также I G. — 111. S c h e n k e l: A. f. E. Bd. 2 (1913) 10. — 112. M ü l l e r, P.: A. f. E. Bd. 4 (1916) 373. — **Ф 2:** 113. R ü d e n b e r g: A. f. E. Bd. 1 (1913) 34. — 114. S i m o n s: A. f. E. Bd. 1 (1913) 325. — 115. H u r w i t z:

Math. Ann. Bd. 46 (1875) 273. — 116. Fleischmann: A. f. E. Bd. 9 (1921) 403. — F 4: 117. Rusch: E. u. M. Bd. 29 (1911) 1, 26. — 118. Teago: ETZ Bd. 46 (1925) 898. — F 7: 119. Leonhard: A. f. E. Bd. 36 (1942) 201. — 120. Fraenckel: E. u. M. Bd. 30 (1912) 677.

### Г. Схемы электрического торможения

G 1: 121. Michel u. Kniffler: El. B. Bd. 12 (1936) 281. — G 2: 122. Bader: W. V. Siemens Bd. 9 (1930) 209. — 123. Monath: ETZ Bd. 55 (1934) 597. — 124. Mirow: El. B. Bd. 13 (1937) 236. — G 3: 125. Niethammer u. Siegel: E. u. M. Bd. 29 (1911) 1063. — 126. Sonka: E. u. M. Bd. 31 (1913) 695. — G 4: 127. Niethammer u. Siegel: E. u. M. Bd. 30 (1912) 717. — 128. van Cauwenbergh: ETZ Bd. 33 (1912) 1073. — 129. Schenkel: ETZ Bd. 41 (1920) 541. — 130. Monath: El. K. u. B. Bd. 17 (1919) 209. — 131. Monath: Der Einphasenkollektormotor. AEG-Verlag 1921. — 132. Hibbard: ETZ Bd. 45 (1924) 404. — 133. Mirow: Diss. Hannover 1935. — 134. Charenbach: E. u. M. Bd. 62 (1944) 19. — 135. Behn-Eschenburg: ETZ Bd. 39 (1918) 481. — 136. Laternser: Bull. S. E. V. Bd. 28 (1937) 193, 301. — 137. Bodmer: Bull. Oerlikon (1943) 645, 1550. — 138a. Mirow: El. B. Bd. 9 (1933) 208. — 138b. Mirow: ETZ Bd. 59 (1938) 433.

### Н. Экспериментальные исследования

H 1: 139. Richter: E. u. M. Bd. 40 (1922) 157. — 140. Linckh: ETZ Bd. 51 (1930) 1101. — 141. Richter—Linckh: ETZ Bd. 52 (1931) 591. — 142. Flasser: El. B. Bd. 9 (1933) 235. — 143. Curtius: ATM. V, 8291, 1. — H 2: 144. Blankenburg: Diss. Braunschweig 1937. — 145. Punga u. Schliephake: E. u. M. Bd. 45 (1927) H. 11. — 146. Stier: El. B. Bd. 14 (1938) 46. — 147. Krauss: ETZ Bd. 46 (1925) 1803. — 148. Schenfer: E. u. M. Bd. 32 (1914) 25. — 149. Boehm: El. B. Bd. 8 (1932) 253.

### Ж. Проектирование

J 1 a: 150. Wechmann: El. B. Erg. H. (1936) 1. — 151. Wechmann: El. B. Erg. H. (1941) 1. — 152. Hutt: El. B. Bd. 11 (1935) 288. — 153. Kleinow: El. B. Erg. H. (1936) 43. — 154. Kleinow: El. B. Bd. 15 (1939) 92. — 155. Blaufuß: ETZ Bd. 59 (1938) 861. — 156. Kother: ETZ Bd. 60 (1939) 41. — 157. Kother: El. B. Erg. H. (1941) 97. — J 1 e: 158. Ganzenmüller u. Riedmüller: El. B. Bd. 14 (1938) 179. — 159. Behn-Eschenburg: ETZ Bd. 29 (1908) 925. — 160. Girousse: El. K. u. B. Bd. 12 (1914) 32. — 161. Schwartzkopff: El. K. u. B. Bd. 12 (1914) 445. — 162. Buckel: El. B. Bd. 18 (1942) 116. — J 1 f: 163. Richter—MSW: DRP 237936. — J 1 h: 164. Richter—SSW: franz. Pat. 356050. — 165. Richter—SSW: DRPe 186446, 199803. — J 1, Развитие и проектирование: 166. Töfflinger: El. B. Erg. H. (1929) 57. — 167. Töfflinger: ETZ Bd. 58 (1937) 1001. — 168. Müller, P.: El. B. Bd. 18 (1932) 273. — 169. Müller, P.: El. B. Erg. H. (1936) 58. — 170. Stockar: El. B. Bd. 18 (1932) 276. — 171. Pritchard, Konn, Jungk: ETZ Bd. 53 (1932) 1018. — 172. Kother: El. B. Bd. 14 (1938) 105. — 173. Kother: ETZ Bd. 60 (1939) 11. — 174. Hermle u. Monath: El. B. Bd. 14 (1938) 6. — 175. Grabner: E. u. M. Bd. 57 (1939) 425. — J 1, Конструкция и выполнение. 176. Richter: ETZ Bd. 28 (1907) 827. — 177. Müller, P.: El. K. u. B. Bd. 16 (1918) 129. — 178. Glinki, v.: El. B. Bd. 5 (1929) 329. — 179. Hermle: El. B. Bd. 10 (1934) 193. — 180. Purmann: Diss. Breslau 1936. — 181. Schweiger: El. B. Bd. 13 (1937) 15. — 182. Stix: El. B. Bd. 17 (1941) 51. — 183. Kleinow: El. B. Erg. H. (1941) 104. — 184. Steiner: El. B. Bd. 8 (1932) 149. — 185. Bodmer: Bull. S. E. V. Bd. 30 (1939) 406. — 186. Süsli: Bull. Oerlikon (1943) 1553.

J 2: 187. Richter: A. f. E. Bd. 2 (1914) 518. — 188. Richter: A. f. E. Bd. 4 (1916) 1. — 189. Richter: A. f. E. Bd. 5 (1917) 1. — 190. Dreyfus:

A. f. E. Bd. 3 (1915) 273. — 190a. Prassler: Wirbelströme in Nuten. Diss. Karlsruhe 1949. J 3: 191. Kummer: Bull. S. E. V. Bd. 27 (1936) 538. — 192. Herrmann: El. B. Bd. 13 (1937) 77. — J 4: 193. Rusch: ETZ Bd. 32 (1911) 157.

### К. Пример расчета

194. Törpisch: El. B. Bd. 8 (1932) 245. — 195. Michel: El. B. Bd. 8 (1932) 282. — 196. Wechmann: El. B. Bd. 8 (1932) 1.

## II. МНОГОФАЗНЫЕ КОЛЛЕКТОРНЫЕ МАШИНЫ

### А. Ротор с коллектором во вращающемся поле

A 2: 197. Kozisek: ETZ Bd. 53 (1932) 431. — 198. Alexander: Drehstrommotoren mit Kommutator. Diss. Berlin 1908. — 199. Schenkel, Richter, Jonas, Scherbius: ETZ Bd. 31 (1910) 601, 827, 1007. — 200. Schrage: Bull. S. E. V. Bd. 34 (1943) 138. — 201. Markow: E. u. M. Bd. 61 (1943) 81. — A 3: 202. Latour: DRP 243863. — 203. Sequenz: ETZ Bd. 52 (1931) 995. — 204. Leritus, Kauders, Sequenz: ETZ Bd. 54 (1933) 535. — 205. Novak: Ref. E. u. M. Bd. 56 (1938) 240. — 206. Schack-Nielsen: E. u. M. Bd. 60 (1942) 342. — 207. Schack-Nielsen: E. u. M. Bd. 60 (1942) 342. — 208. Faye-Hansen, Schack-Nielsen, Sequenz: E. u. M. Bd. 61 (1943) 303, 304. — 209. Sequenz: E. u. M. Bd. 62 (1944) 108. — A 7: 210. Rüdenberg: E. u. M. Bd. 29 (1911) 467. — 211. Schenfer: E. u. M. Bd. 30 (1912) 345. — 212. Leiner: A. f. E. Bd. 32 (1938) 139. — A 8: 213. Rother: A. f. E. Bd. 34 (1940) 285. — 214. Künz: E. u. M. Bd. 58 (1940) 497. — 215. Kade: E. u. M. Bd. 59 (1941) 141. — 216. Tüxen: AEG. F. Bd. 8 (1941) 78. — 217a. Richter: A. f. E. Bd. 39 (1948) 47. — 217b. Richter: A. f. E. Bd. 39 (1948) 185. — 217c. Richter: A. f. E. Bd. 39 (1949) 267. — 218. Knopp: Theorie und Anwendung der unendlichen Reihen, 3. Aufl. — 219. Skoda-Werke: Tsch. Patent 64740. — A 9: 220. Richter: DRPe 383690 u. 451932. — 221. Schwarz: E. u. M. Bd. 53 (1935) 85. — 222. Thomson-Houston Cy: Eng. Bd. 60 (1941) 26. — A 10a: 223. Rother: A. f. E. Bd. 32 (1938) 434. — 224. Leiner: A. f. E. Bd. 34 (1940) 227. — 225. Adam: A. f. E. Bd. 35 (1941) 192. — A 10b u. c: 226. Humbug: A. f. E. Bd. 34 (1940) 669. — 227. Tüxen: E. u. M. Bd. 58 (1940) 264. — 228. Jordan u. Schönbecher: A. f. E. Bd. 35 (1941) 185. — 229. Niethammer u. Siegel: E. u. M. Bd. 29 (1911) 787. — A 10d: 230. Winkler: E. u. M. Bd. 31 (1913) 1109. — 231. Winkler: E. u. M. Bd. 34 (1916) 1. — 231a. Götz: Diss. München 1932.

### В. Трехфазный последовательный двигатель

B 1: 232. Görges: ETZ Bd. 12 (1891) 699. — 233. Clarenbach: Bd. 61 (1943) 14. — 234. Rüdenberg: ETZ Bd. 31 (1910) 1181. — 235. Dreyfus u. Hillebrand: E. u. M. Bd. 28 (1910) 367. — 236. Binder: ETZ Bd. 34 (1913) 410. — 237. Stix: E. u. M. Bd. 51 (1933) 673. — B 4c: 238. Jonas: ETZ Bd. 34 (1913) 1081. — 239. Ernst: ETZ Bd. 38 (1917) 561. — B 5: 240. Dreyfus u. Hillebrand: E. u. M. Bd. 40 (1912) 389. — B 6: 241. Jordan: A. f. E. Bd. 31 (1937) 417. — B 7: 242. Schenkel: ETZ Bd. 30 (1912) 473. — Drehstrom-Repulsionsmotor: 243a u. b. Heyland: ETZ Bd. 35 (1914) 85, 725. — 244. Bloch: A. f. E. Bd. 4 (1915) 394. — 245. Weiler: S.-Z. Bd. 6 (1926) 502.

### С. Шунтовые машины со статорным питанием

C: 245. Rüdenberg: ETZ Bd. 31 (1910) 1087. — 246. Eichberg-Winter-Union El. G.: DRP 153730. — 247. Jonas: ETZ Bd. 31 (1910) 390. — 248. Eichberg: ETZ Bd. 31 (1910) 747. — 249. Richter: ETZ Bd.

31 (1910) 794. — 250. Dreyfus u. Hillebrand: E. u. M. Bd. 28 (1910) 881. — 251. Rodewald: E. u. M. Bd. 58 (1940) 253. — 252. Clarenbach: E. u. M. Bd. 60 (1942) 357. — 253. Clarenbach: E. u. M. Bd. 62 (1944) 234. — C 2: 254. Kafka: E. u. M. Bd. 34 (1916) 41. — C 5a: 255. Strauss Beitrag zur Theorie der ständergespeisten Drehstrom-Nebenschlußmotoren. Diss. Berlin 1932. — 256. Rupprecht: AEG. Mitt. (1940) 139. — C 7: 257a. Kozisek-SSW: DRPe 575210, 718579, 750495. — 257b. Schorchwerke: DRPe 679263, 681013. — 257c. Schorchwerke: DRP 742901.

#### **Д. Шунтовые машины с роторным питанием**

D: 258. Schrage: ETZ Bd. 35 (1914) 89. — 259a. Richter: ETZ Bd. 46 (1925) 1828. — 259b. Schage-Richter: ETZ Bd. 47 (1926) 1036. — 260. Brabec: ETZ Bd. 59 (1938) 1045. — 261. Kostenko: A. f. E. Bd. 23 (1930) 413. — 262. Schomburger: R. G. E. Bd. 31 (1932) 693. — 263. Nürnberg: ETZ Bd. 62 (1941) 817. — 264a u. b. Laible: Bull. Oerlikon (1941) 1308, 1421. — 265. Rodewald: E. u. M. Bd. 61 (1943) 345. — 266. Lerner: Ref. E. u. M. Bd. 60 (1942) 103. — 267. Dreyfus: E. u. M. Bd. 48 (1930) 985. — 268. Clarenbach: E. u. M. Bd. 61 (1943) 125. — D 4: 269. Kostenko u. Sawalischin: E. u. M. Bd. 49 (1931) 101. — 270. Rauhut: Diss. Zurich 1942. — 271. Schomburger: R. G. E. Bd. 33 (1933) 77. — 272. Schack-Nielsen: A. f. E. Bd. 32 (1938) 187. — 273. Stix: A. f. E. Bd. 33 (1939) 698. — 273a. Schuisky: ETZ Bd. 70 (1949) 435.

#### **Е. Шунтовые машины с особой обмоткой возбуждения**

E. 274. Hillebrand: A. f. E. Bd. 1 (1912) 179. — 275. Stier: Über die Nebenschluß erregung kompensierter elektr. Maschinen. Diss. Berlin 1932.

#### **Г. Компенсированные асинхронные машины**

276. Heyland: ETZ Bd. 22 (1901) 633. — 277. Kade: ETZ Bd. 45 (1924) 456. — 278. Dreyfus: E. u. M. Bd. 43 (1925) 673. — 279. Richter: Z. d. V. Bd. 70 (1926) 847. — 280. Dreyfus: ETZ Bd. 48 (1927) 541. — 281. Hess: A. f. E. Bd. 20 (1928) 1. — 282. Hartwagner: ETZ Bd. 49 (1928) 1253. — 283. — Heyland: ETZ Bd. 49 (1928) 385.

#### **Г. Явления самовозбуждения**

G. 284. Nithammer u. Siegel: E. u. M. Bd. 30 (1912) 801. — 285. Schenkel: ETZ Bd. 33 (1912) 873. — 286. Schenkel, Niethammer u. Fraenckel: E. u. M. Bd. 30 (1912) 175, 386. — 287. Binder u. Dyhr: ETZ Bd. 34 (1913) 197. — 288. Leonhard: W. V. Siemens Bd. 9 (1930) 290. — 289. Kozisek: ETZ Bd. 56 (1935) 1121. — 290. Brabec: E. u. M. Bd. 64 (1944) 71. — G 3: 291. Schenkel: A. f. E. Bd. 2 (1913) 10. — 272. Scherbius u. Sonnenschein: ETZ Bd. 34 (1913) 1228. — 293. Weiler u. Jordan: E. u. M. Bd. 53 (1935) 313. — G 4: 294. Scherbius: ETZ Bd. 33 (1912) 1264. — 295. Scherbius u. Klinkhamer: ETZ Bd. 34 (1913) 1333. — 296. Sruk: E. u. M. Bd. 32 (1914) 365. — 297. Fleischmann: A. f. E. Bd. 8 (1920) 447. — G 5: 298. Rudenberg: ETZ Bd 32 (1911) 233, 391, 489. — 299a u. b. Liwischitz: W. V. Siemens Bd. 6 (1927) 32, (1928) 23. — 300. Leonhard: A. f. E. Bd. 24 (1930) 863.

#### **Н. Экспериментальные исследования**

Н: см. также [Л. 8.] — Н 1: 301. Dina: Z. f. E. Bd. 21 (1903) 261. — 302. Bloch: ETZ Bd. 24 (1903) 993. — Н 3: 303. Keinath: Die Technik elektr. Meßgeräte. — 304. Winkler: E. u. M. Bd. 31 (1913) 1109. — Н 4: 305. Richter: E. u. M. Bd. 61 (1943) 333.

## Ж. Проектирование

306. R ü d e n b e r g: ETZ Bd. 41 (1920). — 307. S c h m i t z: E. u. M. Bd. 46 (1928) 1037. — 308. S c h e n k e l: ETZ Bd. 38 (1917) 101.

## III. РЕГУЛИРОВОЧНЫЕ АГРЕГАТЫ

### А. Вспомогательные машины

A 1a: 309. S c h e r b i u s: ETZ Bd. 33 (1912) 1079. — 310. K o z i s e k: ETZ Bd. 41 (1920) 52. — 311. S c h m i t z: ETZ Bd. 46 (1925) 519. — 312. S c h m i t z: ETZ Bd. 45 (1924) 238. — 313. R o s e n h a m e r: ETZ Bd. 52 (1931) 507. — A 1 b: 314. B r ü d e r l i n: A. f. E. Bd. 15 (1925) 263. — 315. B r ü d e r l i n u. S t u m p p: ETZ Bd. 46 (1925) 1688. — 316. L e o n h a r d: A. f. E. Bd. 20 (1928) 129. — A 2: 317. H e y l a n d: ETZ Bd. 46 (1927) 673. — 318. H e y l a n d: E. u. M. Bd. 54 (1933) 172. — A 3a: 319. S e i z: A. d. E. I. Bd. 3 (1921) 187. — 320. W e i l e r: ETZ Bd. 45 (1924) 1080. — 321. W e i l e r - K o z i s e k: ETZ Bd. 46 (1925) 715. — 322. W e i l e r: AEG M. (1928) 93. — A 3 b: 323. H r u s a: E. u. M. Bd. 57 (1939) 601. — 324. W e i l e r: S. Z. Bd. 21 (1941) 111. — 325. H a r z: E. u. M. Bd. 61 (1943) 191. — A 3 c: 326. K o z i s e k: ETZ Bd. 46 (1925) 142. — A 4b: 327. L y d a l l - S i e m e h s B r o t h e r s: Brit. Patent 13033/1901. — 328a. S c h e r b i u s - B B C: D R P 223705. — 328b. B B C: D R P 249418. — 329. B B C: D R P 241770. — 330. D r e y f u s: E. u. M. Bd. 50 (1932) 2. — 331. S c h e r b i u s: D R P 190886.

### В. Геометрические места токов IM

332. L i w s c h i t z: W. V. S i e m e n s Bd. 6 (1927) 51. — 333. D r e y f u s: Bull. S. E. V. Bd. 18 (1927) 744. — 334. L e i n e r: A. f. E. Bd. 32 (1938) 52.

### С. IM с HM, дающими реактивный ток

C 1 a: 335. R ü d e n b e r g: E. I. K. u. B. Bd. 12 (1914) 425. — 336. L i w s c h i t z: E. u. M. Bd. 44 (1926) 309. — 337. H a r z: S. Z. Bd. 7 (1927) 489. — 338. W a l z: E. u. M. Bd. 45 (1927) 701. — 339. F o u r i n a r i e r: Ref. ETZ Bd. 54 (1933) 12. — 340. B i n d l e r: A. f. E. Bd. 26 (1932) 424. — C 1 b: 341. N e h l s e n: ETZ Bd. 38 (1917) 584. — 342a до d. H e y l a n d: ETZ Bd. 49 (1928) 385; Bd. 51 (1930) 1545. — A. f. E. Bd. 26 (1932) 1. — ETZ Bd. 54 (1933) 599. — 343a u. b. H e y l a n d - S c h m i t z: ETZ Bd. 50 (1929) 409, 953. — 344. S c h m i t z: ETZ Bd. 52 (1931) 1029. — 345a u. b. H e y l a n d - S c h m i t z: ETZ Bd. 53 (1932) 518, 831. — 346. P r ü t e r: A. f. E. Bd. 29 (1935) 417. — 347. S c h m i t z - P r ü t e r: A. f. E. Bd. 29 (1935) 876. — 348. B l o c h: ETZ Bd. 57 (1936) 432. — C 1 d: 349. F i s c h e r - H i n n e n: E. u. M. Bd. 34 (1916) 341. — C 2 a u. b.: 350. O s n o s: ETZ Bd. 23 (1902) 919. — 351. H e y l a n d: ETZ Bd. 32 (1911) 1054. — 352a u. b. S c h e n k e l: ETZ Bd. 45 (1924) 1265; Bd. 48 (1927) 563. — 353. D r e y f u s: A. f. E. Bd. 13 (1924) 507. — 354. K o z i s e k: S. Z. Bd. 6 (1926) 533. — 355. L i w s c h i t z: A. f. E. Bd. 18 (1927) 466. — 356. L i w s c h i t z u. K o z i s e k: S. Z. Bd. 7 (1927) 509. — 357. H a r z: ETZ Bd. 51 (1930) 1615. — C 2 c: 358. S c h e r b i u s: ETZ Bd. 36 (1915) 299. — 359a u. b. S c h m i t z: ETZ Bd. 48 (1927) 1800; Bd. 49 (1928) 1739. — 360. A l z n e r: VDE Fachber. (1928) 108. — 361. W a l z: E. u. M. Bd. 48 (1930) 1097. — 362. D r e y f u s: A. f. E. Bd. 25 (1931) 525. — 363. H e y l a n d: A. f. E. Bd. 25 (1931) 659. — C 3 a: 364. D r e y f u s: E. u. M. Bd. 45 (1927) 221. — 365. K o z i s e k: S. Z. Bd. 8 (1928) 498. — 366. H e y l a n d: A. f. E. Bd. 25 (1931) 383. — 367. L e i n e r: E. u. M. Bd. 55 (1937) 517, 639. — 368. L e i n e r: A. f. E. Bd. 32 (1938) 71. — C 3 b: 369. L a n d s b e r g: E. u. M. 47 (1929) 393. — 370. D r e y f u s: E. u. M. Bd. 33 (1915) 241. — C 3 c u. d: 371a u. b, S e i z: ETZ Bd. 47 (1926) 888; Bd. 49 (1928) 144.



## Д. Регулирование скорости вращения

**D. 372a u. b.** Seiz: ETZ Bd. 47 (1926) 1412. — E. u. M. Bd. 46 (1928) 873. — **373a u. b.** Dreyfus: Bull. S. E. V. Bd. 18 (1927) 744. — A. f. E. Bd. 23 (1929) 66. — **374a до c.** Liwschitz: W. V. Siemens Bd. 7, H 1 (1928) 120; Bd. 9, H 2 (1930) 42. — A. f. E. Bd. 25 (1931) 189. — **375.** Ossanna: E. u. M. Bd. 48 (1930) 281. — **376.** Baudisch: S. Z. Bd. 5 (1925) 353. — **377.** Pagenstecher: S. Z. 6 (1926) 113. — **D 1:** **378.** Kozisek: ETZ Bd. 47 (1926) 1385. — **379.** Heyland: A. f. E. Bd. 25 (1931) 383. — **D 3 b u. c:** **380.** Dreyfus: A. f. E. Bd. 15 (1925) 1. — **381.** Weiler: ETZ Bd. 46 (1925) 184. — **382.** Kozisek: ETZ Bd. 47 (1926) 989. — **383.** Liwschitz: W. V. Siemens Bd. 5, H 3 (1927) 62; Bd. 6, H 1 (1927) 51. — **384.** Bolz: A. f. E. Bd. 19 (1928) 275. — **D 4 u. 5:** **385a до c.** Seiz: E. u. M. Bd. 42 (1924) 109. — BBC. M. (1925) 29. — ETZ Bd. 47 (1926) 1412. — **386.** Blittersdorf, v.: BBC-Nachr. Bd. 25. (1938) 62. — **D 5 c:** **387.** Seiz: E. u. M. Bd. 57 (1939) 445. — Gleichlaufschaltungen: **388.** Blittersdorf, v.: BBC-Nachr. Bd. 25 (1938) 102. — **389.** Bauer: ETZ Bd. 59 (1938) 497. — **390.** Lerner; Ref. E. u. M. Bd. 60 (1942) 103. — **391.** BBC-Nachr. Bd. 27 (1940) 112.

## Е. Регулирование мощности

**E 1a:** **392.** Liwschitz: A. f. E. Bd. 22 (1929) 577. — **393.** Seiz: Fachber VDE (1929) 95. — **E 1 b:** **394.** Sehmer u. Stäblein: ETZ Bd. 57 (1936) 1286. — **395.** Issendorf, v.: W. V. Siemens Bd. 14, H3 (1935) 1. — **396.** Boveri u. Keller: Bull. S. E. V. Bd. 36 (1945) 25. — **E 1 c:** **397.** Schenkel: ETZ Bd. 48 (1927) 563. — **398.** Schenkel: ETZ Bd. 48 (1927) 1209. — **399.** Seiz-Schenkel: ETZ Bd. 48 (1927) 1204. — **400.** Irion: S. Z. Bd. 10 (1930) 347. — **E 2 a:** **401a u. b.** Seiz: Fachber. VDE (1926) 5. — E. u. M. Bd. 58 (1940) 237. — **E 2 b:** **402a до c.** Tüxen: A. f. E. Bd. 31 (1937) 457, 625; Bd. 32 (1938) 329. — **403.** Dreyfus: E. u. M. Bd. 49 (1931) 197. — **404.** Ossanna: W. V. Siemens Bd. 10, H 3 (1931) 1. — **405a u. b.** Liwschitz: A. f. E. Bd. 19 (1928) 335; Bd. 22 (1929) 572. — **E 2 c:** **406.** Seiz: A. f. E. Bd. 20 (1928) 228. — **407.** Hess: Diss. Danzig 1930. — **E 3:** **408.** Leonhard: Die selbsttätige Regelung. Berlin: Springer 1940. — **408a.** Boveri: Bull. S. E. V. Bd. 34 (1943) 162. — **E 3a:** **409.** Keller: Bull. S. E. V. Bd. 25 (1934) 33. — **410.** Dudler u. Bossi: Bull. S. E. V. Bd. 25 (1934) 65. — **E 3b:** **411.** Harz: ETZ Bd. 54 (1933) 1017. — **412.** Gebauer: El. B. Bd. 17 (1941) 65. — **413.** Schaar: S. Z. Bd. 7 (1927) 75. — **414.** Usbeck: El. B. Bd. 17 (1941) 141. — **E 4b:** **415.** Liwschitz: ETZ Bd. 50 (1929) 1323. — **E 4c:** **416.** Leonhard: ETZ Bd. 59 (1938) 117. — **417.** Geiswaid ETZ Bd. 59 (1938) 613.

## Ф. Регулировочные агрегаты с НМ постоянного тока

**F:** **418.** Krämer: ETZ Bd. 29 (1908) 734. — **419.** Meyer: El. K. u. B. (1911) 421. — **420.** Weiler: E. u. M. Bd. 40 (1922) 121. — **421.** Bauer: ETZ Bd. 44 (1923) 753. — **422.** Bushman: G. E. Rev. Bd. 26 (1923) 681. — **423.** Zabransky: Regelung durch Drehstrom-Gleichstrom-Kaskaden. Berlin: Springer 1927. — **424.** Slater: El. Journal Bd. 24 (1927) 222. — **425.** Weber: AEG. Mitt. (1930) 665. — **426.** Weiler: E. u. M. Bd. 49 (1931) 889. — **427.** Zorn: ETZ Bd. 54 (1933) 471. — **428.** Stöhr: E. u. M. Bd. 58 (1940) 17.

## Дополнительная литература к примечаниям редактора [рл.]

1. Rossignol C. Révue générale des Chemins de fer (1955) № 3, 126. — 2. Richter R: «Moteurs monophasés à collecteur» (1959) Paris, Dunod, французский перевод J. Bachelier. — 3. Fiedler J.: Maschinenbau und Wärmewirtschaft (1955) № 4/5, 11. — 4. Kasperowski O.: Bull. de l'Ass. de Congrès des Chemins de fer, Traction électrique (1957) № 7, 330. — 5, Klüsche W.: El. B. (1960)

№ 1, 1. — 6. Ruppel H.: El. B. (1957) № 2, 29. — 7. El. B. (1954) № 4, 76. — 8. Gowans F., Widell B., Bredenberg A.: Tr. A.I.E.E. (1952) vol. II, 1, 27. — 9. Gaide M.: Electricité (1957) № 2, 31. — 10. Reters A.: El. B. (1959) № 3, 66. — 11. Gaide M.: Bull. de l'Ass. Ing. Montefiore [AIM] (1955) № 11, 753. — 12. Gaide M.: Revue générale des Chemins de fer [RGCF] (1955) № 7, 619. — 13. Nouvion F.: Bull. de l'Ass de Congrès des Chemins de fer, Traction électrique (1956) № 8, 393, 449.

## СОКРАЩЕНИЯ

A. d. El. I — Arbeiten des Elektrotechnischen Instituts der Techn. Hochschule in Karlsruhe.  
 AEG — Allgemeine Elektrizitätsgesellschaft.  
 AEG. F. — AEG — Forschungsarbeiten.  
 AEG. M. — AEG — Mitteilungen.  
 A. f. E. — Archiv für Elektrotechnik.  
 ATM — Archiv für elektrisches Messen.  
 BBC — Brown, Boveri & Cie.  
 BBC. M — BBC — Mitteilungen, Schweiz.  
 BBC. — Nachr. — BBC — Nachrichten, Mannheim.  
 Bull. S. E. V. — Bulletin des Schweizerischen El. Vereins.  
 El. B. — Elektrische Bahnen (und Betriebe).  
 El. K. u. B. — Elektrische Kraftbetriebe und Bahnen.  
 Eng. — Engineering.  
 ETZ — Elektrotechnische Zeitschrift.  
 E. u. M. — Elektrotechnik und Maschinenbau.  
 G. E. Rev. — General Electric Review.  
 J. A. I. E. E. — Journal of the American Institute of Electrical Eng.  
 MSW — Maffei — Schwartzkopff — Werke.  
 R. G. E. — Revue générale de l'Électricité.  
 SSW — Siemens-Schuckertwerke.  
 S. Z. — Siemens — Zeitschrift.  
 VDE — Verband Deutscher Elektrotechniker.  
 W. V. Siemens — Wissenschaftliche Veröffentlichungen der Siemens — Werke.  
 Z. d. V. — Zeitschrift des Vereins Deutscher Ingenieure.  
 Z. f. E. — Zeitschrift für Elektrotechnik, — Wien.

## В разделе III «Регулировочные агрегаты» .

EM — Erregermaschine — возбуждающая машина.  
 FW — Frequenzwandler — преобразователь частоты.  
 HM — Hilfsmaschine — вспомогательная машина.  
 HM — Hintermaschine — задняя машина.  
 IM — Induktionsmaschine — асинхронная (индукционная) машина.  
 IU — Induktionsumformer — асинхронный (индукционный) преобразователь.  
 KU — Kaskadenumformer — каскадный преобразователь.  
 U — Zwischenumformer — промежуточный преобразователь.

## ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Сокращения в предметном указателе: Т — трансформатор, пТ — поворотный трансформатор, рТ — регулировочный трансформатор, АМ — асинхронная машина, ВМ — вспомогательная машина, ОМ — однофазная коллекторная машина, ОП — однофазная последовательная машина, ОШ — однофазная шунтовая машина, Р — репульсионный двигатель, кР — компенсированный репульсионный двигатель, кРШ — компенсированный репульсионный двигатель в шунтовой схеме, Пд — последовательный двигатель двойного питания, ММ — многофазная коллекторная машина, МП — многофазная последовательная машина, ШМс — шунтовая многофазная машина со статорным питанием, ШМв — шунтовая многофазная машина с особой обмоткой возбуждения, ШМр — шунтовая многофазная машина с роторным питанием, РА — регулировочный агрегат.

Автоматическое регулирование фазы ОШ 170, 188, 190, ШМс 438, ШМв 465

АЕГ двигатель ШМс 426

Активное падение напряжения 29

— сопротивление в цепи возбуждения ОШ 185—187

— критическое для самовозбуждения 217, 219, 478

— параллельное обмотке возбуждения ОП 101

— — — добавочных полюсов ОП 240

Активные сопротивления ОП 285, ММ 303, 311

Александрсона двигатель Пд 116

АМ двойного питания 605

Асинхронная машина компенсированная 466

Асинхронный преобразователь 606

Арно преобразователь ОШ 174

Аткинсона двигатель Р 119

Баланс мощностей РА 561

Бен-Эшенбурга схема рекуперативного торможения ОП 232

Вектор временной 28, 127

Вентиляционные каналы 246, 259

Вентиляция ОП 259, ММ 495

Взаимная индуктивность ШМс 435

Влияние токов короткого замыкания на рабочие величины Р 148, МП 381, 383, ШМс 421, 430

ВМ, Арно-преобразователь, ОШ 174

ВМ, дающая реактивный ток РА 533

— — — в зависимости от тока ротора АМ 533

— — — независимо от тока ротора АМ 543

— коллекторная машина ОШ 183

— РА 514

Возбуждающая машина для ВМ 591

Возбуждающий трансформатор 155, 571, 584

Вращающий момент 31

— — — внутренний 122, 430, 488

— — — высших гармонических ММ 357

— — — ОП 38, Р 130, кРШ 193, ММ 357

— — — относительный 131

Вращающий момент от основного поля 94

— — — поля рассеяния 95

— — — тока через щетки 32, ММ 357,

— — — потерь  $I_v$  360

— — — токов короткого замыкания ОП 94, ММ 359

— — — полезный 139, 429

— — — самовозбуждения, направление вращения 470, 472

— — — составляющие ММ 488

Вспомогательная обмотка ротора 341

— — — статора ШМс 416

— фаза 62

Вспомогательные секции для демпфирования ММ 342

— щетки для измерения остаточных напряжений 242

Вспомогательный преобразователь частоты РА 570

Высшие гармонические 327

— — — I основное положение 330

— — — II основное положение 333

— — — влияние скорости вращения 333

— — — из-за насыщения 336

— — — распределения обмотки ММ 327

— — — ММ 327, 335, МП 392

— — — от  $\xi/\psi$  75

— — — тока ротора 330

— — — четного порядка 20, ММ 304

— — — — влияние на э. д. с. ШМс 327, МП 392

— — — — вращающегося поля 313

Гейланда последовательная машина РА 518

Генератор переменной частоты ММ 479

Генераторный режим ОШ 160, МП 477

Геометрические места э. д. с. МП 368,

ШМр 445

— — — напряжения  $V_{30}$  ШМс 413, 431

— — —  $V_d$  ШМв 463

— — — токов ОП 70, Р 135, МА 368, 384, ШМс 402, ШМр 449, РА 531, 532, 563

Гистерезисный скачок 61

Главное реактивное сопротивление 354

Гурвица критерий 201

Двойные хордовые щетки 17

Двухфазный ток 15, 62, 469  
 Демпферная обмотка ММ 339  
 Дери двигатель Р 151  
 — — уничтожение искрения, Р 154  
 Диаметральная обмотка 16, 296, 299  
 Диаметральные щетки 16, 299  
 Дробная обмотка 501  
 Дроссель, параллельный обмотке возбуждения ОП 100  
 — — — для регулирования кРШ 195, РА 554  
 — — — — уничтожения влияния реактивного сопротивления ВМ 591

Задняя машина РА 514  
 Зейца принцип РА 595, 596  
 — схема, РА 597

Износ щеток 243  
 Ильгнера преобразователь 594  
 Искрение брызгающее 44  
 — жемчужное 52  
 — влияние высших гармонических 100  
 — — формы кривой напряжения сети 101  
 — на переменном токе 52  
 — от  $\mathcal{E}_w$  и  $\mathcal{E}_R$  241  
 — при пуске 43  
 Испытание на постоянном токе 238  
 Испытания пусковые ОП 237

Каппа вибратор 543  
 Картера коэффициент 276  
 Каскадный преобразователь 616, 619  
 Колебания мощности РА 594  
 — свободные 200  
 — самовозбужденные 199  
 — устойчивые 203, МП 471  
 — частоты, влияние на угол  $\gamma$  ОШ 186  
 Колебательный контур 227  
 Коллектор 16  $\frac{2}{3}$  и 50  $\frac{2}{3}$  26  
 — деление 26, 248  
 — длина скользящей поверхности ММ 497  
 — как преобразователь частоты 294, 440  
 Коллекторная обмотка ОМ 16, ММ 295  
 — — активное сопротивление ОП 285, ММ 303, 311  
 — — реактивные сопротивления ОП 288, ММ 312  
 — — эквивалентная ММ 310  
 Коммутационная зона 252  
 Коммутационные лапы 258, 517  
 Коммутация 48, 316  
 Коммутирующие полюсы 67  
 — зубцы 67, ММ 344  
 Коммутирующий поток, регулирование 238  
 — сдвинутый по фазе 73  
 Компаундные свойства РА 514, 583  
 Компаундирующий трансформатор РА 555  
 Компенсационная обмотка 66, 254, 305, ММ 458  
 Компенсация полная ММ 470  
 — фазы ШМС 404, РА 514, 533  
 — — АМ в РА 534  
 Компенсированный репульсионный двигатель 155  
 — — — в шунтовой схеме 191  
 — — — с короткозамкнутыми возбуждающими щетками 193  
 Конденсатор в цепи якоря ОШ 167, ШМС 438  
 — — — возбуждения ОШ 184  
 Конечная индуктивность 249  
 Короткозамкнутая обмотка ММ 340  
 Коэффициент мощности ОП 72  
 — — возбуждение током ротора Р 122, кР 158, кРШ 193  
 — — — — статора, Р 125  
 — — — — передачи ШМр 422

Коэффициент полезного действия ОШ 106, ШМС 429,  
 ШМр 500, ПМ 511  
 — рассеяния  $\sigma$  122, 447  
 — трансформации ШМС без рТ 434  
 — — измерение 484  
 — формы 63  
 Кремера схема 608  
 Кривая возбужденного поля 19, 279, 302, 330, 349  
 — — несимметричная 20, 304, 310  
 — — поля, главной цепи ОП 277  
 — — цепи добавочных полюсов ОП 282  
 — (ступенчатая)  $\mathcal{E}_w$  ОМ 252, 275

Критерий для  $\mathcal{E}_R$  и  $\mathcal{E}_B$  в противофазе Пд 111  
 Круговое вращающееся поле 60  
 Круговой огонь 26

Лагура двигатель кР 155, 158  
 — обмотка 307  
 Леонарда схема РА 594  
 Лидала машина 525  
 Линейная нагрузка коллекторной обмотки ММ 313, 497  
 Линия, соединяющая щетки 30, ШМр 442  
 Лягушечья обмотка 307

Магнитная проводимость пазовая ОМ 51, 275, ММ 347, ШМр 453  
 — — лобового рассеяния ОМ 275, ШМр 453  
 — — характеристика добавочных полюсов 285  
 Машина нагрузочная 552  
 Мировая схема для рекуперативного торможения ОП 234  
 Мостовая схема включения обмотки возбуждения ОШ 184  
 Мощность длительная 237  
 — — внутренняя, передаваемая 60  
 — — на пару полюсов ОП 260, Р 271, ММ 497, ШМр 500, ШМС 506  
 — — шунтовой обмотки добавочных полюсов 57

Нагревание ОП 264  
 Намагничивающий (реактивный) ток 29  
 — ток в рабочей обмотке статора Р 120  
 — — в промежуточном Т МП 379  
 Направление вращения Р 120, 124, 127, МП 366  
 Напряжение между смежными пластинами 26  
 — — на зажимах 29  
 — — ротора ММ 295  
 Недокомпенсация 470  
 Независимая вентиляция 259  
 Независимое возбуждение ОШ 160  
 — — автоматическое регулирование угла между  $\dot{U}_E$  и  $\dot{U}$  ОШ 170  
 — —  $\dot{E}$  и  $\dot{I}$  совпадают по фазе ОШ 163  
 — — ток холостого хода равен нулю ОШ 161

— — угол между  $\dot{I}$  и  $\dot{U}$  164, 168  
 Номинальная мощность тягового двигателя 237  
 Номинальное напряжение тягового двигателя 246  
 Номинальный режим Р 131, МП 382 510  
 Область регулирования ШМр 502, ШМв 465, ШМС 505  
 Обмотка возбуждения 256  
 — двухходовая ОМ 269, ММ 342  
 — добавочных полюсов, не компенсирующая часть 81  
 — многоходовая 25  
 — неперекрещенная 30

Обмотка перекрещенная 30  
 — петлевая 24  
 — рабочая 114, 102  
 — четырехслойная 249  
 Обмоточный коэффициент 23  
 Ограничение скорости вращения РА 600  
 ОП двойного питания 101  
 — — включение обмотки возбуждения 104  
 — — регулирование скорости вращения 109  
 — — схемы регулирования 113  
 — — практическое применение 118  
 — — уменьшение опасности кругового огня 104  
 — — уничтожение искрения 108, 114  
 Опрокидывание щеток 221  
 Опрокидывающий момент 373  
 Опыт короткого замыкания 484  
 Ослабление  $\mathcal{E}_d$  при пуске 90  
 — — — автоматическое 90  
 Остаточное напряжение между смежными коллекторными пластинами 242  
 Остаточный магнетизм 197, 469  
 Ось обмотки 16  
 — — опытное определение 481  
 — — магнитная 16  
 — — рабочая Р 120  
 — — щеток 30, 326  
 Отношение витков ШМр 441, 446  
 — сопротивлений 261  
 — — 1 и 2 рода 266  
 — — подразделенного проводника 266  
 — потеря в меди 261  
 — скоростей вращения  $v = n_{\max}/n_{\min}$  МШ 499  
 Падения напряжения 29, МП 377  
 Перегрузочная способность ШМс 405, ШМр 449, РА 545  
 Перекомпенсация 470  
 Перепад температуры между обмоткой и железом ОП 264  
 Период короткого замыкания 48  
 Петушки повышенного сопротивления между обмоткой якоря и коллектором 43, 244  
 Пихельмайера формула 50, ММ 323  
 — — сравнение с уточненным расчетом 51  
 Плотность тока под щетками ОМ 248, ММ 498  
 Поверхность скользящая коллектора ММ 497  
 Поворот фазы ОШ 170, ШМс 439, ШМв 465  
 Поворотный трансформатор для регулирования МП 363, ШМс 423, 425, 426, РА 587, 603  
 Полезный момент 67, 139, 270  
 Полезная мощность 139, 270  
 Полный ток 34, ММ 312, МП 364  
 — — коллекторный обмотки ММ 312  
 — — намагничивания 43  
 Положение короткого замыкания щеток Р 128, МП 365  
 — щеток 30, ОМ 220  
 — — I и II основные ММ 348  
 — — влияние на реактивное сопротивление рассеяния 349  
 — — МП 365, Р 127, ШМр 442, ШМс 399  
 Полусная дуга 254  
 — — добавочного полюса 284  
 — — расчетная  $b$ , 247  
 Полярность щеток 241  
 Поперечный поток 22  
 Потери в железе 60  
 — — — добавочные 60  
 — — — на гистерезис, на вихревые токи 60, 62, 64

Потери в железе практический расчет 64  
 — — — при покое, при вращении 60  
 — — — пульсирующем, при вращающемся поле 60  
 — — — явно выраженных полюсах 63  
 Потери в меди 21, 303  
 — — — добавочные 260  
 — — — при хордовых щетках 303  
 — — — расчет 261  
 Потери в сопротивлении, параллельном обмотке добавочных полюсов ОП 83  
 — — — возбуждения 85  
 Потери добавочные 60  
 — — 1 и 2 рода 266  
 — — переплетенного проводника 267  
 — — подразделенного проводника 266  
 — — пример для тягового двигателя 263  
 — — короткого замыкания 98  
 — — на трение 52  
 Поток возбуждения 22, 66, Р 128, 143, кР 156  
 — — мощностей РА 593  
 — — на поверхности якоря 22  
 Последовательная машина ОП 66, МП 361  
 — — вращающий момент ОП 31, ММ 357, МП 366  
 — — в качестве ВМ 538  
 — — критическое скольжение 376  
 — — направление вращения ОП 68, Р 128, МП 366  
 — — полный ток МП 365  
 — — потери в железе МП 381, 388  
 — — путь расчета ОП 72, МП 377, 382, 388  
 — — регулирование сдвигом всех щеток МП 363  
 — — — только одного комплекта щеток МП 385  
 — — рекуперативное торможение МП 478  
 — — со сдвинутым по фазе коммутирующим полюс ОП 73  
 — — токи короткого замыкания 39, МП 383, 389  
 — — упрощенный расчет МП 371  
 — — устойчивость МП 375, 385, 390  
 Правила направлений 27  
 — REB UDE 237  
 Преобразование частоты ШМс 294, ШМр 441  
 — — в качестве ВМ 543  
 — — компенсированный РА 521  
 — — независимого возбуждения РА 518  
 — — компаундирующим трансформатором 555  
 Преобразователь частоты с собственным возбуждением РА 515  
 Преобразование фазы ОШ 174, 183  
 Привод вспомогательной машины 561  
 Промежуточные пластины 25, ММ 338  
 Промежуточный преобразователь 608  
 — трансформатор МП 362  
 — — влияние на рабочие характеристики МП 381, 387  
 — — — на устойчивость МП 384, 390  
 — — намагничивающий ток МП 379  
 Проектирование тягового двигателя на 16  $\frac{2}{3}$   $g$  244  
 — — — на 50  $g$  268  
 — — — пример расчета 272  
 — Р 270, ММ 494, МП 509, ШМс 504, ШМр 498  
 Простые хордовые щетки ОМ 17, ММ 296  
 Пусковые схемы со вспомогательными машинами 514  
 Пуск сдвигом щеток из положения холостого хода Р 135, МП 367  
 Пусть расчета ОП 72, 92, Р 131, 133, 142, МП 371, 377, 387, ШМс 407, 422, 429, ШМр 446, ШМв 462

Разделительный трансформатор 56  
 Распределение нагрузок РА 593, 602  
 — поля под наконечником полюса ОП 279, 283  
 Режим, свободный от самовозбуждения 212  
 Рихтера двигатель 440  
 Реактивное сопротивление взаимной индукции обмоток 1 и 3 ММ 435  
 — параллельное обмотке добавочных полюсов ОП 240  
 — рассеяния 29  
 — — в заторе ММ 348  
 — — вращающегося ротора ММ 352  
 — — головок зубцов 348  
 — — двоякоцепленное 349  
 — — не зависящее от скольжения ММ 354, 355  
 — — неподвижного ротора, пазовое и лобовое ММ 346  
 — — опытное определение 485  
 Регулирование мощности РА 533  
 — без рТ ШМс 433  
 — при постоянном моменте ОП 70  
 — посредством смещения всех щеток Р 125, МП 363  
 — — только одного комплекта щеток Р 150, МП 385  
 — с автоматическим механическим регулятором 602  
 — — ВМ без механического регулятора 594  
 — реактивной мощности РА 533  
 — скорости без потерь 15  
 — — двухстороннее РА 571, 584  
 — — ограничение ОШ 181, 191  
 — — одностороннее РА 570  
 — — ОШ 181, ШМс 396, 423, ШМр 439  
 — фазы автоматического ОШ 168, ШМс 438, ШМв 465  
 Регулировка поля добавочных полюсов 281, 282  
 Регулировочная обмотка ШМс 433, ШМр 502  
 Регулировочный трансформатор ОМ 68, Р 120, Пд 107  
 — — включение ШМс 417  
 Регулировочные агрегаты, определение и классификация 514  
 — — с АМ, возбуждаемой от фазокомпенсатора 533  
 — — — вибратором Каппа 543  
 — — — ВМ постоянного тока 608  
 — — — последовательной машиной 538  
 — — — преобразователем частоты 543  
 — — — шунтовой машиной 547  
 Регулятор нулевой мощности РА 603  
 Рекуперативное торможение ОМ 228, МП 477  
 — — Бен-Эшенбурга 232  
 — — Мировая 234  
 — — Орликон ОМ 232  
 — — с шунтовыми свойствами 236, 234  
 Регуляционно-асинхронный двигатель 159  
 Регульсионный двигатель без и с особой обмоткой возбуждения 120  
 — — возбуждение током ротора 120  
 — — — статора 124  
 — — в шунтовой схеме 191  
 — — компенсированный 155  
 — — пусковой момент 193  
 — — рабочие характеристики 193  
 — — регулирование сдвигом всех щеток 125  
 — — — только одного комплекта щеток 150  
 Ребра стержень 266

Самовентиляция 259  
 Самовозбуждение 196, 198

Самовозбуждение влияние токов частоты сети ОП 214,  
 Р 217, 218, 219, МП 478  
 — внутри машины 223  
 — генераторный режим ОП 198  
 — двухфазный ток 468  
 — из-за полей тройного числа полюсов 476  
 — комплексная запись 203  
 — кривые токов 206  
 — МШ, отсоединенных от сети, 474  
 — МП 390, ОП 197, ОШ 212, Пд 209  
 — предельный случай ОП 229  
 — при двигательном режиме Пд 210  
 — — индуктивной связи ОП 199, Р 216, 218, 219  
 — — неточной установке щеток 219  
 — — трехфазном токе 471  
 — уничтожение Пд 211, МП 478  
 — — при обмотке, включенной на сеть 211  
 — установившийся режим ММ 471  
 — частота 206  
 Связь жесткая, полужесткая, эластичная РА 594  
 — сетей РА 593  
 — — АЕГ 604  
 — — ВВС Мюлеберг 603  
 — — SSW 604  
 — — с помощью асинхронного преобразователя 606  
 Сдвоенный двигатель 15  
 — поворотный трансформатор ММ 423, РА 587  
 Скольжение добавочное РА 551  
 — под нагрузкой РА 532  
 — холостого хода ШМс 410  
 Соотношение между  $E_B \equiv E$  и  $E_R$ , ОМ 25 ММ 355  
 Составляющие для компенсации  $\mathcal{W}$  ОП 238,  $E_R$  239  
 —  $i_{wE}$ ,  $i_{bE}$  от  $i$ , отнесенные к  $\dot{E}_S$ ,  $i_{wv}$ ,  $i_{bv}$ , отнесенные к  $\dot{U}$  ШМс 412  
 — от  $\dot{U}$ , отнесенные к  $\dot{E}_S$  ШМс 409  
 — от  $\dot{U}'_{20}$ , отнесенные к  $\dot{U}$  ШМс 398  
 — тока, отнесенные к  $\dot{E}_S$ , ШМс 411  
 — — к  $\dot{U}$  412  
 Сочленение первичного выключателя со щеточным устройством Р 135, МП 513  
 Средства для уничтожения искрения ММ 337  
 Стрелки (направления) 29  
 — правила 27  
 Ток потерь ШМс 408  
 — активная и реактивная составляющие ШМс 409  
 — рабочий, кРш 193  
 — свободный установившийся 200  
 — сети ШМс 399  
 — холостого хода ШМс 414  
 — якоря, временное изменение ОП 36  
 Токи короткого замыкания при неподвижном роторе 39, 47  
 — — полный ток на всю магнитную цепь 43  
 — — приведенные к обмотке возбуждения ОП 68  
 — — — — — статора Р 243  
 Токораспределение в роторе ОМ 16, ММ 297  
 Торможение 223  
 — добавочное 224  
 — замедляющее 224  
 — коротким замыканием 224  
 — — на постоянном токе 224  
 — — — переменном токе 226  
 — противовключением 227  
 — с колебательным контуром 227

Торможение со вспомогательной батареей 226  
— с шунтовыми свойствами 236  
Трансформатор для кРШ 192  
— ступенчатый ОМ 68, Р 120, Пд 107, МП 361, ММ 396

Трение щеток при переменном токе 52  
Трещеточное включение 296  
— при хордовой обмотке 298

Тяговый двигатель 15  
— — активные сопротивления 285  
— — главная цепь 276  
— — длина якоря 247  
— — для 50 гц 268  
— — пример расчета для 16  $\frac{2}{3}$  гц 272  
— — проектирование для 16  $\frac{2}{3}$  гц 244  
— — реактивные сопротивления 288  
— — средний удельный момент 247  
— — улучшения 292  
— — уточненный расчет вращающего момента 37  
— — характеристики 72  
— — цепь добавочных полюсов 281

Угол сочленения РА 556  
Удельный момент средний ОМ 247, 494  
Уничтожение искрения ОП 87, Р 139, 153, кР 158, ОШ 182, МП 390  
— — активное сопротивление, параллельное обмотке добавочных полюсов 80  
— — компенсационная обмотка на рТ 78  
— — обмотка добавочных полюсов, параллельная обмотке возбуждения 84  
— — реактивное сопротивление, параллельное якорю ОП 73  
— — шунтовая обмотка на щетках якоря 74  
— — — — регулировочном трансформаторе 76  
— — самовозбужденных колебаний 202, 207  
Уравнительные соединения первого и третьего рода 307, 338  
Установка щеток 238  
Устойчивость 197, МП 375, 383, 385

Фаза обмотки 296  
Фазовый угол, временной 399  
— — пространственный 399  
— — экспериментальное определение 480, 482  
Фазокомпенсатор с собственным возбуждением 515  
— — независимым возбуждением 518  
— — самовозбуждением 517  
Формы колебаний при самовозбуждении 204  
Френкель, рекуперативное торможение Р 217, МП 478

Характеристика магнитная ОП 34, МП 378, 382  
— — цепи добавочных полюсов 285  
— — переменного тока 35  
— — постоянного тока 33  
Характеристики рабочие, возбуждение от первичной обмотки Т, ОП 92  
— — ОП 72, ОШ 167, кРШ 194  
— — сдвиг всех щеток, упрощенный расчет Р 131, МП 372  
— — сдвиг только одного комплекта щеток Р 151, МП 385  
— — упрощенный расчет ШМс 407, ШМр 450  
— — уточненный расчет Р 139, МП 383, ШМс 421, 430, ШМр 456  
— — учет падений напряжения Р 133, МП 377  
— — скоростные ОП 72, 92, Р 132, 134, 140, МП 373, 375, 383, 391, ШМс 407, 430, ШМр 456  
Холостого хода положение щеток Р 128, МП 365

Холостого хода реактивный ток ШМс 414  
ШМв 462  
— — скорость вращения РА 560  
Хордовая обмотка 17, 301  
Хордовые щетки 17, 301

Частота, независимая от сети 196  
Число витков  $\omega_k$  между смежными коллекторными пластинами 24

Шербиуса машина РА 525  
Шестифазный ток 295  
Шестищеточное включение ММ 296  
Ширина наконечника добавочного полюса 256  
— — — суженная 292  
— — щеток 43, 248, 502  
Шорха двигатель 424  
Шраге двигатель 440  
Шунтовая машина ОШ 159, 236  
— — без рТ 433  
— — в качестве ВМ 571  
— — кРШ 191  
— — с добавочной последовательной обмоткой ВМ 558  
— — со смешанным шунтовым возбуждением 559  
— — с особой обмоткой возбуждения 457  
— — ШМр 439, ШМс 395  
Шунтовые свойства ОМ 159, 236

Щетки, переходное падение напряжения ОМ 238, МП 378  
— — сопротивление 39  
— — расслоенные 97  
— — тонкорасслоенные 98  
— — угол сдвига 17, 22, ШМр 444, 446  
— — устройства для перемещения ШМр 442  
— — электрографитные 39

Э. д. с. (электродвижущая сила) 21  
— — вращающегося поля, всей обмотки ротора МП 315  
— — — между смежными пластинами ( $\mathcal{E}_{R_1}$ ) 315  
— — —  $\mathcal{E}_R$ , допустимое значение ШМр 499, ШМс 505, МП 510  
— — — от высших гармонических ( $\mathcal{E}_{R_0}$ ) 328  
— — вращения всей обмотки якоря ( $E_B \equiv E$ ) 21, ММ 315  
— — между смежными пластинами ( $\mathcal{E}_B$ ), ОП 75, Пд 104, Р 137  
— — коммутации ( $\mathcal{E}_\psi$ ) ОМ 49, ММ 316  
— — влияние скорости вращения ММ 320  
— — не зависящая, зависящая от скорости вращения ММ 318  
— — расчет 51, ММ 323  
— — покоя временное изменение ОП 36  
— — всей обмотки якоря ( $E_R$ ) 22  
— — допустимое значение ОМ 26, 246  
— — компенсация высших гармонических 54, 59, 60  
— — между смежными пластинами ( $\mathcal{E}_R$ ) 24  
— — одной секции ( $\mathcal{E}_{RS_p}$ ) 23  
— — регулировочной обмотки, регулирующая скорость, регулирующая реактивный ток ШМр 444  
— — — результирующая в обмотке ротора ММ 326  
Эйхберга двигатель кР 155, 158, ШМс без рТ 434  
Эквивалентная обмотка ротора 310  
— — цепь тока ШМ 401, РА 530  
Эквивалентное активное сопротивление 311  
— — реактивное сопротивление рассеяния 312  
Эллиптическое вращающееся поле 62, 64

# О П Е Ч А Т К И

Страница	Строка	Напечатано	Должно быть
166	4 снизу	зависимости	в зависимости
192	Ур. (192с)	$\dot{E}_{B_1} \approx$	$E \approx$
214	13 снизу	вращения $n$ . Теперь	вращения $n$ , величину
226	6 сверху	(стр. 495, т. I)	(стр. 484, т. I)
234	12 сверху	(фиг. 150)	(стр. 165)
251	14 снизу	$y_1 = 2, \eta_1 = 30$	$y_1 = 2\eta_1 = 30$
282	11 сверху	$5,92 \cdot i = 6i$	$5,92 \cdot i \approx 6i$
285	3 сверху	положение потоков	наложение потоков
290	4 сверху	стр.163 и 172, т. IV	стр. 175—190, т. IV

Зак. 1423. Р. Рихтер.